

21世纪全国本科院校电气信息类创新型应用人才培养规划教材

电机与电力电子技术

主编 孙冠群







说　明

本书电子版仅提供给高校任课教师使用，如有任课教师需要本书课件或其他相关教学资料，请联系北京大学出版社客服，微信手机同号：15600139606，扫下面二维码可直接联系。

由于教材版权所限，仅限任课教师索取，谢谢！



21世纪全国本科院校电气信息类创新型应用人才培养规划教材

电机与电力电子技术

主　编　孙冠群
参　编　张黎锁　吴　剑



内 容 简 介

为了适应电机（学）与拖动和电力电子技术之间的衔接，以及面向电机与电力电子技术基础，编写了本书。本书涵盖电机学及电机拖动、电力电子技术基础方面的知识，包含直流电机及其拖动、交流电机及三相异步电动机拖动、变压器、电力电子器件、整流电路、逆变电路、直流斩波电路、交-交变流电路、PWM控制技术、软开关技术等知识。

本书适应新形势下的电气工程及其自动化、自动化、机械电子工程等专业的需求，可作为这些专业或相近专业中需讲授电机与电力电子技术或机电传动控制技术课程的教材或参考书；本书力求从实际应用及工程实践角度出发编写，因此也非常适合作为相关工程技术人员的培训或自学用书。

图书在版编目(CIP)数据

电机与电力电子技术/孙冠群主编．—北京：北京大学出版社，2015.5
（21世纪全国本科院校电气信息类创新型应用人才培养规划教材）
ISBN 978-7-301-25736-4

Ⅰ.①电…　Ⅱ.①孙…　Ⅲ.①电机—高等学校—教材②电力电子技术—高等学校—教材
Ⅳ.①TM3②TM1

中国版本图书馆CIP数据核字（2015）第084377号

书　　名　电机与电力电子技术
著作责任者　孙冠群　主编
策划编辑　郑　双
责任编辑　黄红珍
标准书号　ISBN 978-7-301-25736-4
出版发行　北京大学出版社
地　　址　北京市海淀区成府路205号　100871
网　　址　http://www.pup.cn　　新浪微博：@北京大学出版社
电子信箱　pup_6@163.com
电　　话　邮购部62752015　发行部62750672　编辑部62750667
印 刷 者
经 销 者　新华书店
787毫米×1092毫米　16开本　22.25印张　518千字
2015年5月第1版　2015年5月第1次印刷
定　　价　45.00元

前　言

本书是作者结合电气工程及其自动化、自动化两个专业的电机与拖动、电力电子技术两门课程的讲授实践，以及机械电子工程专业的机电传动控制课程的讲授实践，进行近十年教学经验总结的结晶。根据近年来本科学生特点和教学改革需求，本书在强调基础的同时又简化部分理论推导过程，并且结合主要作者的电机及电力电子大型企业多年工作经历，从工程实践出发优化组合而成。

本书虽然分为电机与电力电子两大部分，但二者之间是非常相关的。随着现代电机工程和电力电子工程的发展，电机离不开控制，电机控制器就是电力电子技术的集成；电力电子技术又在很大应用面上是从事对电机的控制，即使是开关电源或其他特殊电源方向的电力电子技术应用，实际上和电机控制所用电力电子技术也是相通的，所以说，电机和电力电子技术之间已经密不可分。虽然很多高校至今依然将电机和电力电子作为先后的两门课讲授，但本质上已经存在合二为一的条件，加之部分高校因相关专业课程改革的需要，已将电机与电力电子技术作为一门课讲授。本书的编写，也鉴于作者多年的电气企业工作经历，以及对当前电机与电力电子技术应用发展的把握。本书强调专业基础的同时，具备相当的实用性，也非常适合于工程技术人员的培训或自学。

全书共分 13 章，其中孙冠群编写第 1、2、4、5、6、7、8、9、12 章并负责全书统稿，张黎锁编写第 3、11 章，吴剑编写第 10、13 章。

鉴于本书的新颖性，书中不足之处在所难免，非常希望读者提出宝贵意见。另外，本书还提供电子课件、课后习题解答、实验等资料，可供使用本书的教师、学生及工程技术人员参考，请需要者登录出版社网站或联系本书策划编辑免费索取。

编　者

2014 年 12 月

目　　录





第1章

绪　　论

关键术语：电机发展史，电机分类，电磁基本概念和定律，铁磁材料特性，电力电子定义和组成，电力电子发展史，电机与电力电子关系。

学过本章后，读者将能够：

了解百年来电机与电力电子技术发展历史；

掌握与电机有关的电磁概念和电磁定律；

描述铁磁材料的特性和铁磁材料的损耗；

获知电力电子技术的定义和组成；

解释为何电机与电力电子之间具有密不可分的关系。

引例：

利用电能产生动力，或者利用动力产生电能，就会用到电机，如若调节电机的转速，或需要控制电机以迎合负载所需（如调速），就会用到基于电力电子技术的电机控制器，图1.1所示为电机及其控制器。



（a）电机

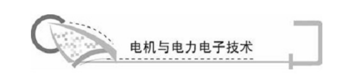


（b）控制器

图1.1　电机及其控制器

本章首先回顾电机的历史，然后针对本书各类电机原理的讲授需求，介绍相关的磁场、电磁定律、铁磁材料等基础知识。

电力电子技术方面，首先给出电力电子技术的定义，同样地，回顾电力电子技术的简短历史，最后对电机与电力电子技术的关系，即电力电子技术的应用进行扼要阐述。



1.1 电机的发展历史

1821 年，英国科学家法拉第首先证明了可以把电力转变为旋转运动，1831 年，他提出了电磁感应现象，这便为随后电机的发明提供了理论依据。1834 年，德国人雅可比制成了一种简单的装置，在两个 U 型电磁铁中间，装一个六臂轮，每臂带两根棒型磁铁，通电后，棒型磁铁与 U 型磁铁之间产生相互吸引和排斥作用，带动轮轴转动。后来，雅可比做了一具更大型的装置，安在小艇上，用 320 个电池供电。1838 年该小艇在易北河上首次航行，不过时速最高只有 2.2km。与此同时，美国的达文波特也成功地制出了驱动印刷机的电动机，印刷过美国电学期刊《电磁和机械情报》。但这两种电动机都没有多大商业价值，用电池作电源，成本太大、不实用。

直到后来第一台实用直流发电机问世，代替价格昂贵的电池向直流电动机供电，电动机才获得广泛应用。这是 1870 年由比利时工程师格拉姆发明的直流发电机，在设计上，直流发电机和电动机很相似，后来，格拉姆还证明向直流发电机输入电流，其转子会像电动机一样旋转，于是，这种两用的格拉姆型电动机被大量制造，效率也不断提高。与此同时，德国的西门子公司接着制造出了更好的发电机，并着手研究由电动机驱动的车辆，于是西门子公司制成了电机车。

1879 年，在柏林工业展览会上，西门子公司不冒烟的电车赢得了观众的一片喝彩。西门子电机车当时只有 3 马力（1 马力＝735.499W），后来美国发明大王爱迪生试验的电机车已达 12～15 马力，但这些电动机全是直流电机，只限于驱动电车。

由此可见，在电机的发展史上，首先得到应用的是直流电机。

在直流电机风靡的同时，用电量不断增加，而当时的直流电压又无法提高，因而在远距离输电方面遇到了困难，人们开始认识到交流电的优越性，此后便开始了对交流电的研究。

在对交流电的研究中，首先出现的是变压器，领头的是巨人法拉第和亨利。早在 1831 年就出现了变压器的雏形——感应线圈，后来经过英国、德国、美国等国家数十位工程师和科学家的努力，在 19 世纪中后期陆续出现了各种结构的变压器并投入使用。

对于交流电机，其实早在直流电动机开始使用的 1870 年代，凡·麦尔准就提出了交流发电机的雏形。1878 年，亚布罗切科夫运用麦尔准发明的交流发电机和变压器，发明了简单的照明供电装置。1885 年，意大利物理学家费拉利斯发现了两相电流可产生旋转磁场，一年后，他与远在美国的恒斯拉几乎同时制成了两相异步电动机模型，它根据电磁感应原理制成，又称感应电动机。1888 年，多里沃·多勃罗沃尔斯基提出了三相电制。当年，美国发明家特斯拉发明了三相异步电动机。异步电动机结构简单，使用交流电，无需整流，无火花，因此逐步被广泛应用于工业和家庭电器中。由于三相异步电动机的出现，奠定了现代三相电路和三相电机的基础，随后，三相交流电便迅速发展起来。这时，除电车外，电灯、电钻、电焊等电气产品如雨后春笋般地涌现。

1902 年，瑞典工程师丹尼尔森首先提出同步电动机的构想。同步电动机工作原理同

异步电动机类似，由定子绕组产生旋转磁场，但其转子绕组用直流电供电，其转速固定不变，不受负载影响，因此同步电动机特别适用于钟表、电唱机和磁带录音机。后来基于同步电动机，出现了同步发电机。同步电机基于当时三相异步电动机的风靡，也多使用三相交流电供电，即三相同步电机。

到 20 世纪初期，各种主要的现代电机均已设计制造成功。

但是，要将电能应用于生产，应用于更广泛的场合，还必须解决远距离输送的问题。1882 年，法国人德普勒发明了远距离送电的方法。美国大发明家爱迪生随后建立了美国第一个火力发电站，并将输电线接成网络，这便是现代电网的雏形。后来，电力这种优质而廉价的新能源，在工业化国家电网建设的支撑下，有力地促进了电动机在各个行业的应用，也是基于此，人类历史从“蒸汽时代”跨入了“电气时代”。

自 20 世纪以来，可以说，人类至今的“电气时代”是伴随着电机应用的发展而发展的，虽然直流电机、交流电机如异步和同步电机等基本电机在一百多年前就已成型，但在电机结构革新上一直处于发展当中，后来出现了应用更广的鼠笼式异步电动机，并且随着新材料新工艺的发展，各种电机的结构获得了大发展，出现了无电刷的直流电机、根据“磁阻最小原理”制成的步进电机和开关磁阻电机等新品种电机。更为重要的是，电机的应用领域一直以来就处在不断扩展中，进入 21 世纪，诸如现代电动汽车、轨道交通牵引、全电飞机，以及更广泛的工业自动化、农业电气化、信息化等等领域的发展，更有力地促进了电机的应用。

通过回顾电机的发展历史，可见电机在国民经济中的重要地位，可见对学习电机知识的重要意义，均不言而喻。

1.2 电机的分类

从以上电机的发展史介绍中，可以总结得出电机的定义：电机是指以电磁感应定律为理论基础进行机电能量转换或信号转换的一种电磁机器。

从能量转换角度，电机包括电动机、发电机和变压器。其中，发电机是将非电能形式的机械能转换为电能的装置；而电动机则是将电能转换为机械能的装置；变压器是改变交流电压的电磁装置。

由于电机是驱动负载装置运动的主要动力源，它应用广泛、种类繁多、性能各异，分类方法也很多，电机可以根据不同的分类原则或方法进行分类，图 1.2 所示为典型的分类方式。

下面对上述分类作一归纳。

按输入或输出的电压、电流的特点来分，可分为直流电机和交流电机。

按能量转换的方向来分，可分为发电机和电动机。因此，也就有了直流发电机和直流电动机、交流发电机和交流电动机。

按工作方式来分，交流电机又可分为异步（或称感应）电机、同步电机、变压器，相应的交流发电机分为异步发电机和同步发电机，交流电动机分为异步电动机和同步电动

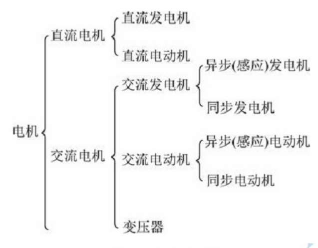


图 1.2 电机的分类

机。变压器作为唯一静止的电机，因其理论基础与交流电机类似，归入交流电机范畴。除变压器之外，其余电机均为做旋转运动的电机。

需要说明的是，图 1.1 对电机的分类方法，仅仅是常规电机的分类，涉及信号传递或转换的控制电机，以及其他特种电机大多由常规电机衍生而来，控制电机与特种电机内容并非本书重点，所以涉及它们的分类在此略去。

1.3 电机有关的电磁基础知识

1.3.1 磁场的基本概念

1. 磁感应强度 B

电流产生磁场，磁场的强弱以及磁场的方向一般使用磁感应强度 B 来表示，单位为特斯拉（T）。磁场中磁感线密度越大，磁感应强度越大。磁感应强度又称为磁通密度，这是源于它和磁通的关系，实际应用中也常常简称为磁密。

2. 磁通 Φ

磁通也称为磁通量，单位为韦伯（Wb），表示穿过某个特定截面的磁感应强度的通量，它与磁感应强度 B 之间的关系为

$$\Phi = \int_S B \mathrm{d}S \tag{1-1}$$

式中，S 为磁感线所穿过区域的面积（m^2）。

如果磁场中磁感线分布均匀，并且磁感线与截面垂直，则式（1-1）的积分形式可以写成

$$\Phi = BS \qquad 或 \qquad B = \frac{\Phi}{S} \tag{1-2}$$

3. 磁导率 μ

磁导率是衡量各种材料（介质）对于磁的传导能力大小的物理量，常用 μ 表示，单位



为亨利/米（H/m）。从传导磁的能力来分，可把材料分为非铁磁材料和铁磁材料。对于非铁磁材料，如真空，磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\,\mathrm{H/m}$，为一常数，把这个磁导率作为基准，其余材料的磁导率与之相比，得到相对的磁导率 $\mu_r = \mu/\mu_0$。一般来说，铁磁材料的相对磁导率很大，例如，电机定子铁心的相对磁导率在6000～7000倍。

4. 磁场强度 H

磁场强度 H 是为了建立电流与其产生的磁场之间的数量关系而引入的物理量，单位为安/米（A/m），其方向与磁感应强度 B 相同，关系为

$$B = \mu H \tag{1-3}$$

1.3.2 电磁定律

1. 电产生磁的基本定律——全电流定律

全电流定律（安培环路定律）：磁场强度 H 沿空间任意闭合路径 l 的线积分等于该闭合回路所包围的全部电流的代数和，其数学表达式为

$$\oint_l H \cdot \mathrm{d}l = \sum i \tag{1-4}$$

式中，l 为与电流垂直的平面中的任意闭合路径；i 为被闭合路径所包围的 N 根导体中的电流，其正负值代表不同的电流方向。

全电流定律又称为安培环路定律，是研究电生磁的基本定律，电流的正方向和所产生磁场的正方向符合右手螺旋关系。

如果闭合磁力线是由 N 匝线圈中的电流 i 产生，且沿闭合磁力线 l 上的磁场强度 H 处处相等，则上式变为

$$Hl = iN \tag{1-5}$$

如图1.3（a）所示，应用全电流定律可写成

$$\oint H \cdot \mathrm{d}l = I_1 + I_2 - I_3 \tag{1-6}$$

如图1.3（b）所示，应用全电流定律可写成

$$\oint H \cdot \mathrm{d}l = Ni \tag{1-7}$$

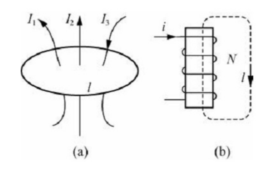


图1.3 全电流定律的应用

2. 磁路的基尔霍夫第一定律

磁场的分布常用一些闭合线（磁力线）来描述，磁力线所经的路径称为磁路。磁动势（磁通势）可以看作磁路中的电动势，磁力线可视为是由磁动势产生的。

磁路的基尔霍夫第一定律（磁通的连续性定律）指的是磁路中任一闭合面，在任一瞬间穿过该闭合面的各支路磁通的代数和恒等于零，表达式为

$$\sum \Phi = 0 \tag{1-8}$$

如图 1.4 所示，任取一闭合面 A，令进入 A 面的磁通为正，穿出的为负，则有

$$\Phi_1 - \Phi_2 - \Phi_3 = 0 \tag{1-9}$$

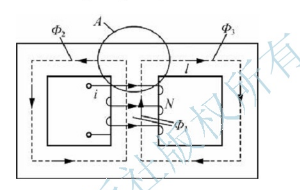


图 1.4　磁路的基尔霍夫第一定律

3. 磁路的基尔霍夫第二定律

根据全电流定律演变可得

$$\sum Hl = \sum iN \tag{1-10}$$

式中，Hl 表示磁压降；iN 表示作用在磁路上的安匝数，用 $F = iN$ 表示，称为磁动势。

式（1-10）表明：沿任意闭合磁路的总磁动势恒等于各段磁路磁压降的代数和，这就是磁路的基尔霍夫第二定律。

4. 磁路的欧姆定律

若 Φ 为磁路的磁通，R_m 为磁路的磁阻，l 为磁路的平均长度，μ 为磁路的磁导率，S 为磁路的截面积，$F = iN$ 为作用在磁路上的磁动势，则磁路的欧姆定律为

$$\Phi = \frac{F}{R_m} = \frac{iN}{R_m} \tag{1-11}$$

式中，磁阻为

$$R_m = \frac{l}{\mu S} \tag{1-12}$$

5. 磁产生电的基本定律——电磁感应定律

变化的磁场能够产生电场，在导体中感应电动势，如果是一个闭合回路，还会产生感应电流，这种现象称为电磁感应现象。电磁感应现象有以下两种。

（1）表征发电机原理的电磁感应定律——运动电动势。导体在磁场中作切割磁力线运动时会产生感应电动势，这种电动势称为运动电动势。设导体有效长度为 l（m），切割磁

力线的运动速度为 v (m/s)，而且磁力线、导体的运动方向及导体本身，三者互相垂直时，感应电动势的大小为

$$e = Blv \tag{1-13}$$

感应电动势的方向由右手定则来确定，如图 1.5 所示。

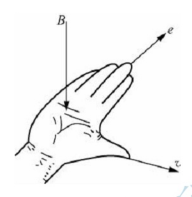


图 1.5 右手定则

(2) 表征变压器原理的电磁感应定律——变压器电动势。一个线圈位于磁场中，当线圈所交链的磁通发生变化时，线圈中将产生感应电动势，这种电动势称为变压器电动势。若线圈匝数为 N，则感应电动势为

$$e = -N\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} \tag{1-14}$$

感应电动势的方向由楞次定律决定：感应电动势的方向始终与磁通变化的方向相反，如式 (1-14) 中的负号所表示。

6. 表征电动机运行原理的基本定律——电磁力定律

载流导体放置在磁场中时，载流导体会受到电磁力的作用。如果磁力线方向与导体相互垂直，导体中的电流为 i，导体有效长度为 l，则导体所受电磁力的大小为

$$f = Bil \tag{1-15}$$

电磁力的方向由左手定则确定，如图 1.6 所示。

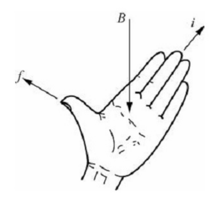


图 1.6 左手定则

1.3.3 常用铁磁材料及其特性

为了在一定的励磁磁动势作用下能激励产生较强的磁场，电机的铁心常用磁导率较高的铁磁材料制成。

1. 铁磁材料的磁化特性

铁磁材料包括铁、镍、钴等以及它们的合金。将这些材料作为磁路的介质，磁场会显著增强。铁磁材料在外磁场中呈现很强的磁性，这种现象称为铁磁物质的磁化。

由式（1-11）和式（1-12）可得

$$\frac{\Phi}{S}=\mu\frac{iN}{l}=\mu\frac{F}{l}$$

即

$$B=\mu H \tag{1-16}$$

式中，$H=F/l$；H 为磁场强度，它是进行磁场分析时引用的一个辅助物理量，仅与磁动势和磁路的长度有关，与磁路的介质无关。

在非铁磁材料中，磁通密度 B 和磁场强度 H 之间关系 $B=\mu_0 H$ 为线性关系，即为一条直线，直线的斜率为 μ_0，如前所述 $\mu_0=4\pi\times10^{-7}$ H/m，很小，如图 1.7 中虚线所示。

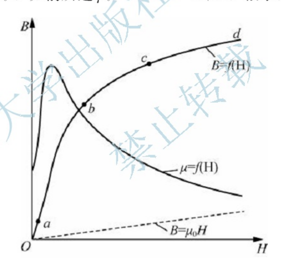
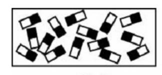


图 1.7 铁磁材料的磁化曲线

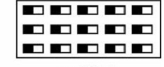
铁磁材料的磁通密度 B 和磁场强度 H 之间的关系 $B=\mu H$ 为非线性关系。将一块尚未磁化的铁磁材料进行磁化，磁场强度 H 由零逐渐增大时，磁通密度 B 将随之增大，如图 1.7 所示。在 Oab 段，B 随着 H 的增大而增加，b 点称为膝点；在 bc 段，B 随着 H 的增加速率变慢，这种现象称为磁路饱和；c 点以后，曲线基本是与 $B=\mu_0 H$ 平行的直线，B 几乎不随着 H 增大。

以上铁磁材料的这种现象可以解释为铁磁物质能被磁化，是因为在它内部存在着许多很小的天然磁化区，称为磁畴，如图 1.8 所示，磁畴用一些小磁铁示意。铁磁物质未放入磁场之前，磁畴杂乱无章地排列着，磁效应互相抵消，对外部不呈磁性，如图 1.8（a）所示。将铁磁物质放入一个磁场中，在这个外磁场的作用下，磁畴的极性将趋于同一方向，

如图 1.8（b）所示，由此形成一个附加磁场，叠加在外磁场上，磁畴所产生的附加磁场将比非铁磁物质在同一磁场强度下所励磁的磁场强得多（譬如空气、木材等），更强于真空介质的情况。铁磁材料的加入使得总磁场大为增强，铁磁材料的磁导率，如前所述，自然要大得多。当磁畴全部沿外磁场方向排列后，即使外磁场再增加，铁磁材料内磁场几乎不再增加，即进入磁饱和状态。



(a) 磁化前



(b) 磁化后

图 1.8 磁畴

一般在设计电机时，为使主磁路的磁通密度较大而又不过分增大励磁磁动势，通常把铁心内的工作磁通密度选择在膝点附近。因为过分增大励磁磁动势，对电机来说，意味着要增大电机励磁绕组电流。磁化曲线膝点以后的特性，表现为励磁电流及励磁磁动势的相应增加并不能换来如膝点之前的那种近似线性的增长特性，所以，过分的增加励磁磁动势会带给电机更低的效率，这是电机设计中非常要注意的问题。

2. 磁滞回线和基本磁化曲线

若将铁磁材料进行周期性磁化，B 和 H 之间的变化关系就会变成如图 1.9 中曲线 $abcdefa$ 所示。当 H 从零开始增加到 H_m 时，B 相应地从零增加到 B_m。以后如果逐渐减小磁场强度 H，B 值将沿曲线 ab 下降。当 $H=0$ 时，$B=B_r\neq 0$，B_r 称为剩余磁通密度，简称剩磁。要使 B 值从 B_r 减小到零，必须加上相应的反向外磁场，此反向磁场强度称为矫顽力，用 H_c 表示。铁磁材料所具有的这种磁通密度 B 的变化滞后于磁场强度 H 变化的现象，叫作磁滞。呈现磁滞现象的 $B-H$ 闭合回线，称为磁滞回线，如图 1.9 中曲线 $abcdefa$ 所示。磁滞现象是铁磁材料的另一个特性。

同一铁磁材料在不同的磁场强度 H_m 值下有不同的磁滞回线，如图 1.10 所示。将各磁滞回线的顶点连接起来，所得的 $B-H$ 曲线称为基本磁化曲线。

磁滞回线窄、剩磁 B_r 和矫顽力 H_c 都小的材料，称为软磁材料，如铸钢、硅钢、铸铁等。它们容易被磁化，常用来制造电机的铁心。磁滞回线宽、最大磁能积 $(BH)_m$ 和矫顽力 H_c 都大的材料，称为硬磁材料，如铝镍钴合金等，常用来制造永久磁铁，如利用稀土矿物提炼制造的钕铁硼、稀土钴等永久磁铁，具有相当高的永磁性能。

3. 磁滞损耗和涡流损耗

在交流磁路中，磁场强度的大小和方向不断变化，铁磁材料磁化方向反复变化，使磁畴方向也不断来回排列。磁畴彼此之间摩擦引起的损耗，称为磁滞损耗，用 p_h 表示。

分析表明，磁性材料反复磁化一个周期时单位体积所消耗的能量与磁滞回线的面积成正比。所以磁滞损耗 p_h 与磁场交变的频率 f、铁心的体积 V 和磁滞回线的面积 $\oint H\mathrm{d}B$ 成正比，即



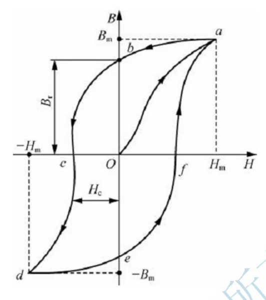


图 1.9　铁磁材料的磁滞回线

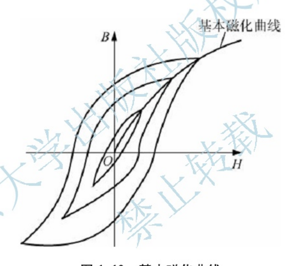


图 1.10　基本磁化曲线

$$p_h = fV\oint H\mathrm{d}B \tag{1-17}$$

电机中的铁心之所以采用软磁材料——硅钢，是由于硅元素加入钢片中使得其磁化特性中磁滞回线的面积小，能够降低磁滞损耗。

因为铁心是导电的，所以交变的磁通也能在铁心中产生感应电动势，并引起环流。这些环流在铁心内部围绕磁通作涡流状流动，称为涡流，如图 1.11（a）所示。涡流在铁心中引起的损耗，称为涡流损耗，用 p_e 表示。

涡流损耗的经验公式为

$$p_e = k_e d^2 f^2 B_m^2 V \tag{1-18}$$

式中，k_e 为涡流损耗系数，与材料的电阻率成反比；d 为钢片的厚度。

从式（1-18）可见，涡流损耗 p_e 与钢片厚度的平方成正比。所以，为了减小涡流，电机的铁心常采用厚度为 0.35～0.5mm、两面涂有绝缘漆的硅钢片叠成，如图 1.11（b）所示。

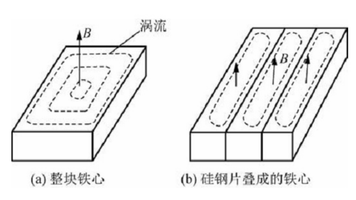


图 1.11 涡流路径

磁滞损耗和涡流损耗，总称为铁心损耗（简称铁耗）。对于一般的电工钢片，在正常的工作磁通范围内（$1T < B_m < 1.8T$），铁耗可近似为

$$p_{Fe} \approx C_{Fe} B_m^2 f^{1.3} G \qquad (1-19)$$

式中，C_{Fe} 为铁耗系数；G 为铁心重量。

式（1-19）表明，铁耗与磁通密度 B_m 的平方、交变频率 f 的 1.3 次方及铁心重量成正比。

1.4 电力电子技术的定义

电力电子技术又称电力电子学，1974 年，美国的 W. Newell 教授首次提出了电力电子技术的定义并随后得到广泛认可，电力电子技术是应用于电力领域的电子技术，是电力学、电子学和控制理论 3 个学科交叉形成的，图 1.12 所示为著名的描述电力电子技术的倒三角形。

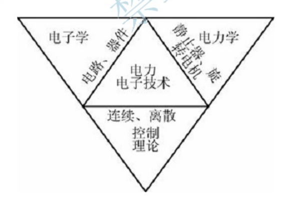


图 1.12 描述电力电子技术的倒三角形

电力电子技术主要包含以下的几个部分。

（1）电力电子器件，又叫电力电子开关管或功率管。它仅工作在开或关两种状态下。包括电力二极管、晶闸管（SCR）、可关断晶闸管（GTO）、绝缘栅双极晶体管（IGBT）、电力场效应晶体管（电力 MOSFET）等，分为不可控、半控、全控型三大类。

（2）电力电子变换电路。它实现对电能的变换，包括整流电路（交流变换为直流）、逆变电路（直流变换为交流）、斩波电路（一种直流变换为另一种直流）、交交变换电路

(一种交流变换为另一种交流)四大类基本变换电路。电力电子器件作为电力电子变换电路中的开关。

(3) 电力电子变换电路的外围电路。它主要包括驱动电路(或触发电路)、保护电路,分别驱动电力电子器件、保护电力电子器件和电力电子变换电路。

(4) 电力电子器件的直接控制技术。它主要包括常用的PWM控制技术、软开关技术,并不包括相应的控制方法以及实现控制方法的信息电子电路部分,也不包括电能变换的对象,如电机、电力静止器等装置。

也可以进一步把电力电子技术简要地概括为:在电子学中电子器件的基础上发展出电力电子器件,这些器件结合电子学中电路基础知识构成电力电子电路,再利用控制理论方法,如连续或离散的控制方法,通过电力电子电路实现对电机或其他电力装置的电能变换。可见,电力电子器件在电力电子技术中处于基础地位,也可以说,电力电子技术就是电力电子器件的应用技术。

1.5 电力电子技术的发展历史

如前所述,电力电子技术就是电力电子器件的应用技术,所以,电力电子技术的发展就是伴随着电力电子器件的发展而发展的。

1957年,世界上第一支商业化的晶闸管在美国通用电气(GE)公司诞生,标志着真正意义上的电力电子技术发展的开端。晶闸管应用到当时已发展起来的整流电路、逆变电路、周波变流电路中。此后的相当长时间内,晶闸管及其组成的电能变换电路就是电力电子技术。

鉴于晶闸管的半控型特点带有很大局限性,即只能控制其开通,不能靠门极控制端控制其关断。在20世纪70年代,陆续出现了门极可关断晶闸管、电力双极型晶体管和电力MOSFET为代表的全控型器件。这些器件可通过其门极(或基极、栅极)控制器件的开通和关断。另外,这些器件多数的开关速度高于晶闸管,这样就可以适应某些要求开关频率较高的电路,从而带动电力电子技术的快速发展。尤其是自20世纪80年代以来,电力电子技术方向之所以被誉为电气工程领域最活跃的研究方向,根本原因在于电力电子器件的发展带动了电力电子技术的发展和大规模应用扩展。

20世纪80年代后期产生的IGBT,以及由此扩展开的各种复合器件,把电力电子技术带入了新的高度。

进入21世纪以来,电力电子器件不断向高频化、小型化、模块化、集成化发展。电力电子器件就像电子学电子器件的发展轨迹一样,从单体器件向集成化器件→集成化电力电子电路→智能化电力电子电路的方向发展。

1.6 电机与电力电子技术的关系

谈到电机与电力电子技术的关系,就不得不提到电机的控制及电力电子技术的应用。



在某些场合，电机需要一直稳定的恒速度和恒输出功率或转矩运行，但在多数场合中，电机往往需要靠一定的控制装置对其进行如速度控制、转矩控制、电流控制等，以满足用户的需求或适应负载的变化。而电机的控制，正是需要求助于电力电子技术的应用，比如直流电机的调压调速，因为电网是交流电，所以需要整流电路，并且可以调节输出直流电压大小；比如交流电机，通过改变交流频率调速也好，还是调压调速、串极调速等，都离不开电力电子技术；还比如工业控制、国防军工、机器人等各类自动化设备所需电机伺服控制等。

全世界3/4的电能被电动机消耗，全世界95%以上的电能通过发电机发出，这当中绝大部分电机都需要电力电子技术进行控制，所以在20世纪90年代，我国的专业目录中涉及电力电子的专业定名为“电力电子与电力传动”，就是因为电力电子技术在电机传动控制中的主导应用地位。

刚才谈到电力电子技术控制电机的应用地位，当然电力电子技术也不仅仅限于此，除此之外，电力电子技术的应用方向还包括特种电源和电力系统两大应用功能领域。特种电源，譬如电解、电镀、电焊用低压大电流电源，以及通信电源、不间断电源、DC/DC模块电源等等；电力系统中的无功补偿、谐波治理、高压直流输电、柔性交流输电、电子镇流器照明等。但是，这些对电力电子技术的应用，与用于电机控制中的电力电子技术总体区别不大，甚至有的电力电子电路和控制方法都可以通用。因此，现代电机的应用离不开控制技术，等同于离不开电力电子技术，电力电子技术的应用同样离不开电机控制这个领域。

阅读材料：

特斯拉——伟大的发明家和科学家

1856年，特斯拉出生于奥地利利卡省（现为克罗地亚）斯米湾的一个塞尔维亚族神职人员家庭。1883年，在斯特拉斯堡，特斯拉受雇于爱迪生大陆公司，制造了第一台异步电机模型；1884年，特斯拉前往美国开始在爱迪生实验室工作；1885年，特斯拉离开爱迪生成立自己的公司并开始生产多相交流电机和发电机；1888年，特斯拉设计制造出了真正意义上的三相交流异步电动机。

1912年，由于特斯拉和爱迪生在电力方面的贡献，两人被同时授予诺贝尔物理学奖。

此外，特斯拉一生致力于研究非线性（即输入和输出不成正比）问题，曾经说过他可以将地球一分为二。1912年，特斯拉提出：“若把物体的振动和地球的谐振频率正确地结合起来，在几个星期内，就可以造成地动山摇、地面升降。”1935年，特斯拉在其实验室打了一口深井，并在井内下了钢套管，然后，他将井口堵塞好，并向井内输入不同频率的振动。奇妙的是，在特定的频率时，地面就会突然发生强烈的振动，并造成了周围房屋的倒塌。当时的一些杂志评论说：“特斯拉利用一次人工诱发的地震，几乎将纽约夷为了平地。”这就是著名的特斯拉实验。这种小输入强输出的超级传输效应称为特斯拉效应，是地球物理武器的关键，所以特斯拉也是超距武器的奠基人。

不仅如此，特斯拉还发明了特斯拉变压器、现代电脑雏形、无线通信技术、太阳能发电系统、雷达装置、机器人、死光、测谎仪，并且提出电磁射频武器概念……这些发明和

发现超越了当时的科学技术几个时代，有的理论就连现今最先进的科学技术也无法完美解答。特斯拉死后，美国FBI将他的所有设计图纸与实验作品全部没收，美国军方对他的论文研究至今也没有停止。这也更为特斯拉造就了一份神秘色彩。

虽然特斯拉天生奇才，但是命运弄人，特斯拉的际遇比较坎坷，而且他的性格比较怪僻，所以，后人对他的评价明显低于他的历史成就。特斯拉和爱迪生是同时代人，和爱迪生一样是一位多产的大发明家和科学家。谁人不知爱迪生，却很少有人知道特斯拉，他是一位被遗忘的超级天才！

当下，全球最著名的纯电动汽车制造商就以特斯拉命名，是否意味着“特斯拉时代”的重新开启呢？

小结

历史是一面镜子，照照过去，有益于现在和未来，本章简要回顾了电机与电力电子技术的发展历史。

对常规电机进行了分类，所列的电机种类将在本书中陆续介绍；通过介绍电力电子技术的定义，也给出了电力电子技术要介绍的主要内容。

为了易于本书电机内容的学习，本章介绍了与电机有关的电磁物理基础知识，包括磁场的概念、基本电磁定律及电机中要用到的铁磁材料的特性。这部分基础知识将贯穿整个电机学的学习中，是理解各类电机原理的物理基础。

电力电子技术与电机密不可分的关系也得到了体现，这也是为何将电机与电力电子技术这两门技术合起来的原因；不过，限于篇幅，详细的电机的电力电子控制系统知识在本书并未得到详细介绍，究其原因，作者结合国内高校的教学特点，定位本书为电机与电力电子技术基础方向。

习题

1. 电机中涉及哪些基本电磁定律？试说明它们在电机中的主要作用。
2. 简述铁磁材料磁化特性原理。
3. 铁耗是如何形成的？电机常采用哪些方式降低铁耗？
4. 简要概括电力电子技术的定义及其组成。

第 2 章

直流电机

关键术语： 直流电动机，直流发电机，直流电机额定值，励磁方式，电枢绕组，电机磁场，电枢电动势，电磁转矩，电磁功率，平衡方程。

学过本章后，读者将能够：

掌握直流电机的工作原理及其结构，理解直流电机各额定值和励磁方式；

自信地使用一些专业术语描述直流电机；

掌握电枢绕组的基本概念和单叠绕组的绕制方法；

描述直流电机内的磁场产生及分布；

掌握电枢电动势、电磁转矩和电磁功率三大定义；

掌握直流电机的电动势平衡方程、转矩平衡方程、功率平衡方程三大平衡方程；

理解直流电机工作特性，可结合有关图描述出直流电机的可逆原理；

了解直流发电机的平衡方程和工作特性。

引例：

图 2.1 所示是我国自行设计制造的内燃电传动机车 DF4D 型，广泛应用于我国普通铁路线的客货运输中，它的 6 对车轮中间各自安装有 6 台额定功率为 530kW 的直流电动机，靠这些直流电动机的旋转拖动车轮旋转，从而牵引该机车以及机车后部挂载的车厢沿轨道运行。它的额定速度可达 160km/h，是我国内燃电传动机车中保有量最大的。



图 2.1　直流电动机牵引的 DF4D 型铁路机车

直流电机是电机历史上最先出现的电机种类，曾经作为最主要的电机，在国民经济各个领域发挥了重要作用。由于其良好的启动和调速性能、控制简单，至今依然在一些领域获得应用。

从能量转换角度来说，直流电机包括直流发电机和直流电动机，两者之间具有可逆性。

2.1 直流电机的工作原理与结构

2.1.1 直流电机工作原理

1. 直流发电机工作原理

图 2.2 所示为直流发电机的工作原理示意图。图中的一对磁极，即 N 和 S 极，用以产生磁场，实际中也可以是两对极或多对极。除容量很小的直流电机是用永磁磁铁做成磁极外，容量较大一些的电动机，其磁场都由绕在磁极铁心上的励磁绕组中通以励磁电流后产生。为了清晰起见，图 2.2 中只画出了磁极的铁心，没有画出励磁绕组。在 N 极和 S 极之间有一个可以绕轴旋转的绕组，直流电机的这一部分称为电枢。实际电机中的电枢绕组嵌放在铁心槽内，电枢绕组中的电流称为电枢电流，图 2.2 中只画出了代表电枢绕组的一个线圈，没有画出电枢铁心。线圈两端分别与两个彼此绝缘而且与线圈同轴旋转的铜片连接，铜片上又各压着一个固定不动的电刷，实际中有多少个磁极就有多少个铜片和电刷，它们都一一对应。实际电机中各铜片及其绝缘材料固定在一起成为一个圆柱体，这个圆柱体称为换向器，铜片称为换向片。

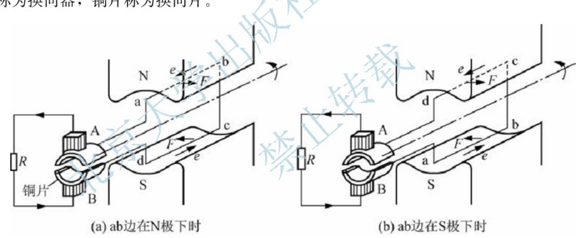


图 2.2 直流发电机工作原理示意图

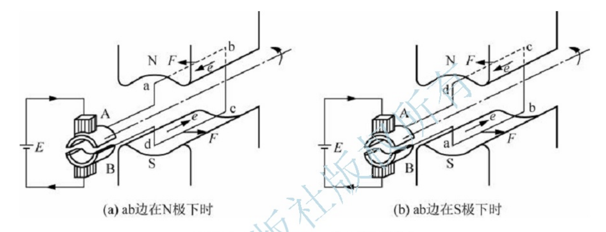
在图 2.2 中，电刷接到电气负载 R 上，假设电枢在原动机的拖动下以恒定的转速沿逆时针方向旋转，根据电磁感应定律，则线圈 ab 边和 cd 边切割磁力线产生的感应电动势 e，便会在线圈与负载所构成的闭合电路中产生感应电流，其方向与感应电动势的方向相同。当电枢绕组在图 2.2（a）所示位置时，在直流发电机内部，电流沿着 d－c－b－a 的方向流动；在电机外部（电刷及其连接的负载 R 回路)，电流沿着电刷 A－负载 R－电刷 B 的方向流动。当电枢绕组转到图 2.2（b）所示位置时，ab 边转到了 S 极下，cd 边转到了 N 极下，线圈中感应电动势的方向发生了变化，使得直流发电机内部电流的方向变成了沿 a－b－c－d 方向流动，但由于换向器的作用，电机外部的电流方向并未改变，仍然沿着电刷 A－负载 R－电刷 B 的方向。如此可见，直流电机就像一个直流电源，电刷 A 为电源的正极，电刷 B 为电源的负极。电机向负载 R 提供电能。同时，根据电磁力定律，电枢电流与



磁场相互作用产生的电磁力 F 形成了与电枢旋转方向相反的电磁转矩，原动机只有克服这一电磁转矩才能带动电枢旋转。因此，电机在向负载输出电功率的同时，原动机却向直流电机输出机械功率。可见，电机起着将机械能转换成电能的作用，也就是说电机作为发电机运行。

2. 直流电动机工作原理

直流电动机工作原理示意图如图 2.3 所示，与图 2.2 类似，结构上只是电刷外部所连接的是直流电源 E 而不是负载，另外该电机电枢绕组转轴应连接外部机械负载。



(a) ab边在N极下时　　(b) ab边在S极下时

图 2.3　直流电动机工作原理示意图

当如图 2.3 所示开始工作时，电源 E 的正极流出电流，经电刷 A 流入电枢绕组，然后经电刷 B 流回电源 E 的负极。在图 2.3（a）所示位置时，线圈的 ab 边在 N 极下，cd 边在 S 极下，电枢绕组中的电流沿着 a－b－c－d 的方向流动。根据电磁力定律，电枢电流与磁场相互作用产生电磁力 F，其方向可用左手定则来判断。这一对电磁力形成的电磁转矩使电机沿逆时针方向旋转。当电枢绕组的 ab 边转到了 S 极下，cd 边转到了 N 极下时，如果线圈中电流的方向仍然不变，那么作用在这两个线圈边上的电磁力和电磁转矩到新的磁极下后就会产生与原来的旋转方向相反的力和转矩，电机无法旋转。为此，必须改变电枢绕组中电流的方向。这一任务由连接在线圈两端的铜片和电刷来完成。从图 2.3（b）中可以看到，由于原来与电刷 A 接触的线圈 a 端的铜片现在已改成与电刷 B 接触，而原来与电刷 B 接触的线圈 d 端的铜片现在已改成与电刷 A 接触，因而电枢绕组中的电流变成沿 d－c－b－a 的方向流动。利用左手定则可以判断出，电磁力及电磁转矩的方向仍然使电动机逆时针旋转。

由此可见，在直流电动机中，为了产生方向始终如一的电磁转矩，外部电路中的直流电流必须改变为电机内部的交流电流，这一过程称为电流的换向。而从直流发电机工作原理也可以看出，内部产生的交变的电流，经过铜片（换向片）和电刷之后产生直流电，也进行了反向的电流换向。

直流电动机在电磁转矩的作用下，拖动生产机械沿着与电磁转矩相同的方向旋转时，电机向负载输出机械功率。与此同时，由于电枢绕组旋转，线圈 ab 边和 cd 边切割磁力线产生了感应电动势 e，根据电磁感应定律的右手定则判定其方向与电枢电流的方向相反，

故称反电动势。电源只有克服这一反电动势才能向电机输出电流。因此，电机在向机械负载输出机械功率的同时，电源却向电机输出电功率。可见，在这种情况下，电机起着将电能转换成机械能的作用，也就是说电机作为电动机运行。

从以上对直流发电机、直流电动机工作原理的介绍中，可以得出如下的结论：①当电刷与位于几何中心线处的导体相接触时，产生的电动势最大、导体的切向受力最大；②无论直流发电机还是电动机，在电机运行时，电机（电刷）之外的是直流电，但电机内部电枢绕组中是交变的电流，是交流电。

2.1.2　直流电机基本结构

直流电机由定子和转子两大部分组成。定子就是静止的部分，定子的首要作用是产生磁场，包括主磁极、机座、电刷装置、端盖、轴承及可能的换向磁极（或换向极）等部分；转子就是运动的部分，也称为电枢，其作用是产生电磁转矩和感应电动势，包括电枢铁心、电枢绕组、换向器、转轴及可能的散热风扇等部分。

1. 定子

图 2.4 所示为直流电机定子主要结构。

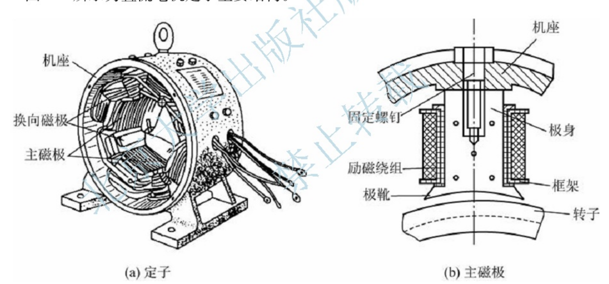


图 2.4　直流电机定子

主磁极用来产生主磁场，图 2.2 和图 2.3 示意图中的 N 极和 S 极即为主磁极。主磁极一般由励磁绕组和主磁极铁心两部分组成。主磁极铁心一般用 1～1.5mm 厚的钢板冲片叠压紧固而成，绕制好的励磁绕组套在主磁极铁心外边，整个磁极用螺钉固定在机座上。各主磁极上的励磁绕组的相互连接必须能使其通过励磁电流时，相邻磁极的极性相反，交替排列。主磁极分为极靴和极身，极靴与转子表面间存在空气隙，不能有接触。为了使主磁通在气隙中分布得更合理一些，极靴部分要比套绕组的极身部分宽，这样可使励磁绕组牢固地套在主磁极铁心上。对于永磁直流电机，主磁极是由永磁材料制成主磁极铁心似的形状，无需励磁绕组。

机座通常由铸钢或厚钢板焊成。它有两个作用：一是用来固定主磁极、换向极、端



盖；另一作用是作为磁路的一部分。机座中有磁通经过的部分称为磁轭。

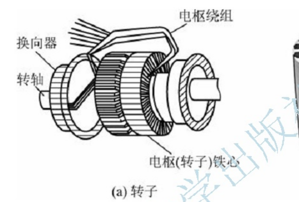
换向磁极简称换向极，结构上与主磁极类似，不过换向极铁心一般采用整块铸铁制成。换向极装设在相邻 N、S 极主磁极之间，用于改善换向性能，一般体积上要比主磁极小。后续会介绍到它的具体作用。

电刷装置起到换向器与外部电路的连接作用，它把电枢绕组中的交流电流变成外电路的直流电流，或把外电路的直流电流变换为电枢绕组中的交流电流。电刷一般采用接触电阻较高的碳刷或石墨刷，安装在电刷架上，刷架上有弹簧把电刷压紧在换向器上，电刷架固定到端盖上。刷架的数量与定子主磁极数相等，并均布。

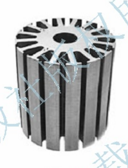
电机端盖位于机座两端各一，端盖的中心处装有轴承，用来支撑转子的转轴。

2. 转子

图 2.5 所示为直流电机转子结构。



(a) 转子


(b) 转子铁心


(c) 铁心冲片

图 2.5 直流电机转子

电枢铁心主要由硅钢片叠成，其表面有许多均匀分布的槽。电枢铁心主要有两个作用：一是作为磁路的主要部分；二是嵌放电枢绕组之用。由于电枢铁心和主磁场之间的相对运动将导致铁耗，为了减小铁耗，电枢铁心通常用 0.5mm 厚的硅钢片的冲片叠压而成圆柱形固定在转轴上。

电枢绕组一般采用绝缘铜导线，这些导线组成线圈。电枢绕组就由许多按一定规律连接的线圈组成，嵌放在电枢铁心槽内，线圈的端部都接到换向器的换向片上。具体电枢绕组的接法、结构及组成的电路特点等将在后续详细介绍。

换向器由换向片及片间绝缘材料组成，它们围成圆形后使用套筒、钢环、压圈等固定，其典型结构如图 2.6 所示。换向器的绝缘材料常采用云母，做成与换向片类似的结构，穿插放入各换向片之间。

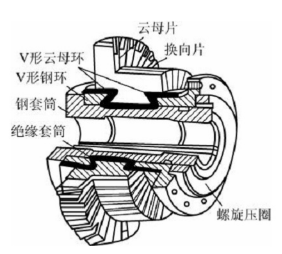


图 2.6 换向器结构

电枢铁心、换向器都要穿入转轴并与之紧密固定，有的直流电机在转轴的一侧还穿入风扇，在电



机运行时用于内部的散热，转轴的两侧装入定子端盖中间的轴承中，为了方便与机械装置连接，转轴一般至少有一侧伸出电机之外。

2.1.3 直流电机额定值

1. 额定电压 U_N

对于直流发电机，额定电压 U_N 指在额定电流下输出额定功率时的输出端电压；对于直流电动机，额定电压 U_N 是指输入的直流电源电压额定值。额定电压 U_N 的单位一般用 V（伏）表示。

2. 额定电流 I_N

对于直流发电机，额定电压 I_N 指带额定负载时的输出电流；对于直流电动机，额定电流 I_N 是指带额定机械负载时的输入电流。额定电流 I_N 的单位一般用 A（安）表示。

3. 额定功率 P_N

对于直流发电机，额定功率 P_N 是指额定状态时输出的电功率，即

$$P_N = U_N I_N \tag{2-1}$$

对于直流电动机，额定功率 P_N 是指额定状态时从转子转轴上输出的机械功率，它的公式可写为

$$P_N = T_{2N} \Omega_N \tag{2-2}$$

式中，T_{2N} 为额定输出转矩（N·m）；Ω_N 为额定旋转角速度（rad/s）。

可见，不管是直流发电机还是直流电动机，额定功率均指的是额定状态下的输出功率，这是它们的共同点。P_N 的单位一般用 W（瓦）或 kW（千瓦）表示。

4. 额定转速 n_N

额定转速 n_N 是指直流电机在额定状态下运行时的转子转速，单位一般用 r/min（转/分钟）表示。它与式（2-2）中的 Ω_N 之间的关系为

$$\Omega_N = \frac{2\pi n_N}{60} \tag{2-3}$$

5. 额定效率 η_N

额定效率 η_N 是指直流电机在额定状态下的输出功率与输入功率之比，鉴于以上额定功率的定义，也可以说，η_N 指额定功率与输入功率之比。它是一个大于 0 小于 1 的值，因为输入功率需要克服电机各类损耗功率后剩余的才输出。

额定状态下的输入功率，对于直流发电机来说，为额定状态下的输入机械功率；对于直流电动机来说，则是 $U_N I_N$。因此，直流电动机的额定功率 P_N 也可以写为

$$P_N = U_N I_N \eta_N \tag{2-4}$$

6. 电机额定值与铭牌、型号

以上是直流电机的主要额定参数值，另外还有额定转矩 T_N、额定温升等，对于一台已经制造完成的直流电机，这些额定参数值，以及电机的励磁方式、工作方式等简要说明

文字，均需要刻写在一块铭牌上，并贴于电机机座外表面，以方便用户使用。

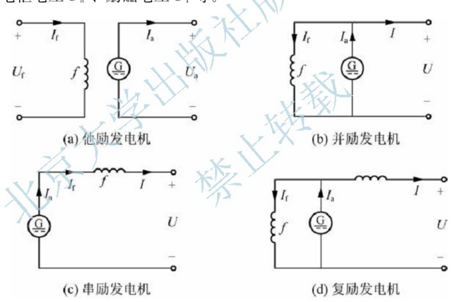
另外，铭牌上还要标示该电机的型号，根据我国的相关国家标准，对于电机型号有严格的规定，可查阅相关的电机或电气手册。即使有些特殊种类的直流电机没有官方标准规定，制造企业也会进行型号编号并标示在铭牌上。

2.1.4　直流电机励磁方式

直流电机主磁极负责建立电机的主磁场，如果不是永磁磁极，主磁极中就需要用励磁绕组通以电流建立主磁场。励磁方式就是指如何对励磁绕组供电的问题。根据与电枢绕组的连接关系，励磁方式分为他励、并励、串励和复励 4 种。

他励直流电机的励磁绕组与电枢绕组无连接关系；并励直流电机的励磁绕组与电枢绕组并联；串励直流电机的励磁绕组与电枢绕组串联；复励直流电机略复杂，励磁绕组被分为两部分，一部分与电枢绕组串联，另一部分与电枢绕组并联。

图 2.7 和图 2.8 分别给出了直流发电机与直流电动机各励磁方式的等效电路图。图中 G 为发电机电枢绕组，M 为电动机电枢绕组，f 为励磁绕组，还有相应的电枢电流 I_a 、励磁电流 I_f 、电枢电压 U_a 、励磁电压 U_f 等。



(a) 他励发电机　(b) 并励发电机　(c) 串励发电机　(d) 复励发电机

图 2.7　直流发电机各励磁方式等效电路

除他励直流发电机励磁绕组需外部电源供电之外，其余直流发电机所需励磁电流均由其本身提供；他励直流电动机的电枢绕组和励磁绕组则分别由外部不同电源供电，其余励磁方式下直流电动机则采用同一外部电源。

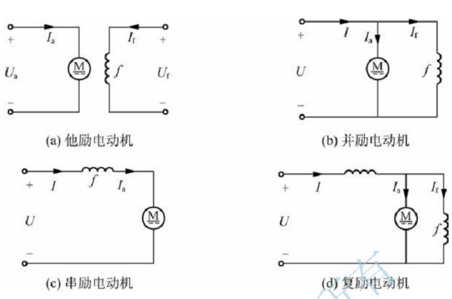


图 2.8　直流电动机各励磁方式等效电路

2.2　直流电机电枢绕组与磁场

2.2.1　电枢绕组

1. 基本概念

(1) 元件。构成绕组的线圈叫绕组元件，元件是组成电枢绕组的基本单元。每个元件或是单匝或是多匝，两端分别与两个不同的换向片相连接，如图 2.9 所示。

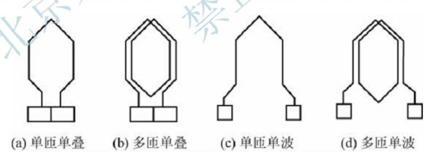


图 2.9　电枢绕组元件

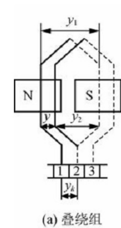
(2) 极距。一个主磁极在电枢圆周上所跨的距离，称为极距，用 τ 表示，极距的表达式为

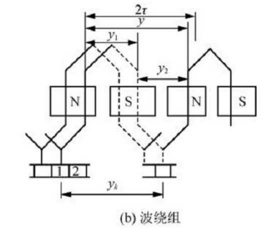
$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \tag{2-5}$$

式中，D 为电枢外径；p 为极对数 ($2p$ 为极数)。

从式 (2-5) 可见，极距等于电枢圆周长除以极数。

(3) 叠绕组。叠绕组是指串联的两元件总是后一个元件端部紧叠在前一个元件的端部，整个绕组呈折叠式前进，如图 2.10 (a) 所示。





(a) 叠绕组　　(b) 波绕组

图 2.10　绕组节距示意图

图 2.10 仅画出了展开图的一部分。图中虚线所示的元件导体部分，意思是元件导体边在转子电枢槽中嵌放于下部，相应的实线表示元件另一侧导体边嵌放于槽上部，一般元件嵌放在槽中时，它的两个边分别处于不同槽中的上下两层。

(4) 波绕组。波绕组是指把相隔约一对极距的同极性磁场下的相应元件串联起来，像波浪式前进，如图 2.10（b）所示。波绕组与叠绕组属于两种不同的绕组形式，实际中直流电机应用叠绕组形式组成电枢绕组较多见。

(5) 第一节距 y_1 。同一元件的两个有效边（处于磁场中的部分，区别于端接部分）在电枢表面所跨的距离称为第一节距 y_1 ，如图 2.10 所示。$y_1 = \tau$ 的线圈称为整距线圈，$y_1 < \tau$ 的线圈称为短距线圈，$y_1 > \tau$ 的线圈称为长距线圈。显然，在端接部分，长距线圈比短距线圈多消耗铜线，所以一般不采用长距线圈。y_1 的一般表示式为

$$y_1 = \frac{Z}{2p} \pm \varepsilon = \text{整数} \tag{2-6}$$

式中，Z 为电枢的槽数；ε 为小于 1 的分数，用来把 y_1 凑整，显然，取负号时为短距线圈，取正号时为长距线圈。

理论上说，当 $y_1 = \tau$ 时，当元件的一个有效边处于某磁极中心线处时，这个元件的另一个有效边必然处于相邻磁极的中心线处，整距线圈效率最高。

(6) 合成节距 y 。相串联的两个元件的对应边所跨过的电枢槽数，称为合成节距 y ，图 2.10（a）中 $y = 1$ 。

(7) 换向节距 y_k 。每一个元件首、末端所连的两换向片之间在换向器表面所跨的距离称为换向器节距 y_k 。通常用换向片数目表示换向器节距，图 2.10（a）中 $y_k = 1$ 。

单叠绕组的合成节距和换向器节距相同，并且 $y = y_k = 1$ 。

(8) 第二节距 y_2 。第一个元件的下层边到与它相串联的第二个元件的上层边所跨的槽数称为第二节距 y_2 ，如图 2.10 所示。对于单叠绕组，$y = y_1 - y_2$ ；对单波绕组，$y = y_1 + y_2$ 。

2. 单叠绕组

如前所述，单叠绕组的特点是 $y = y_k = 1$ 。





下面利用电枢绕组的展开图，详细说明单叠绕组的连接方法和特点。

【例 2-1】　已知一直流电机的极数 $2p=4$，槽数 Z、元件数 S 及换向片数 k 之间满足 $Z=S=k=16$，画出单叠绕组的展开图。

解：(1) 计算。

$$y=y_k=1$$

$$y_1=\frac{Z}{2p}\pm\varepsilon=\frac{16}{4}=4$$

$$y_2=y_1-y=4-1=3$$

(2) 根据以上数据，画出绕组的展开图。将放在电枢铁心槽里的电枢绕组单独取出来画在一平面图上，用来表示槽内各线圈导体在电路上的连接情况，如图 2.11 所示。

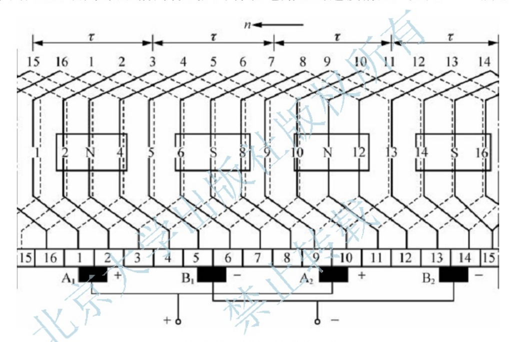


图 2.11　单叠绕组展开图

在图 2.11 中，中间的 1～16 标号表示电枢铁心槽号，每个槽内放置两个不同元件的两个边，一上一下，分别用实线和虚线表示。下面的 1～16 标号表示 16 个换向片。根据直流电机原理，电刷与主磁极一一对应，与换向片接触。

(3) 单叠绕组并联支路数。根据图 2.11 所示的展开图，可以画出其等效电路图如图 2.12所示。其并联支路数与主磁极数相等，或者说，其并联支路对数等于主磁极对数，设 a 为并联支路对数，则 $2a=2p$。

当电枢旋转时，电刷位置不动，整个电枢绕组在移动，每个线圈不断顺次地移动到它前面一个线圈的位置上，但总的支路情况不变。

以上即为直流电机常见单叠绕组的情况，直流电机也有采用诸如单波绕组、多叠绕组、多波绕组的情况，篇幅所限，在此不再论述。

2.2.2　直流电机内的磁场

电机内的磁场由电流建立，如果不是永磁直流电机，直流电机内有电枢绕组和励磁绕

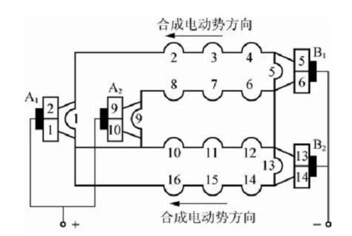


图 2.12　单叠绕组并联支路图

组，对它们通以电流后均会产生磁场。

1. 空载磁场（励磁绕组建立的磁场）

励磁绕组中通以励磁电流后产生的磁场是进行电机机电能量转换的关键中间环节，若电机空载，在理想情况下，电机运行时电枢绕组无电流，即电机内仅有励磁绕组建立的磁场，这时这个磁场就叫空载磁场。

图 2.13 所示为一台四极直流电机空载磁场的示意图。磁通大部分从 N 极出发，经气隙进入电枢铁心，又通过气隙进入 S 极，再经定子铁轭回到原来的 N 极，这一部分磁通称为主磁通，其余的磁通称为漏磁通。在直流电机中，主磁通是主要的，它能在电枢绕组中感应电动势或产生电磁转矩，而漏磁通没有这个作用，对电机的运行没有任何帮助。

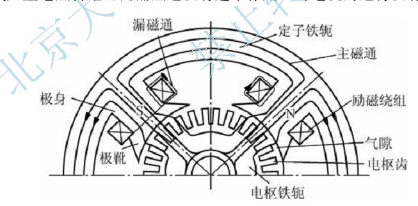
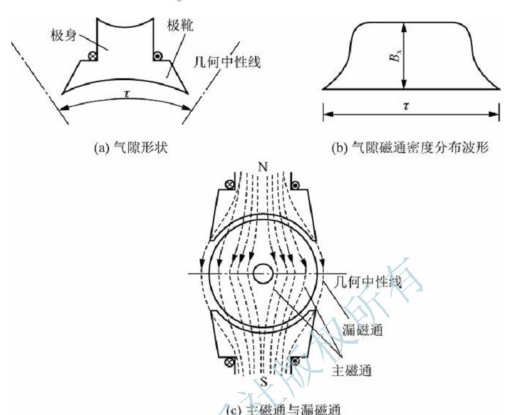


图 2.13　直流电机空载磁场示意图

由于铁心的磁阻很小，所以空载时主磁极的励磁磁动势主要消耗在气隙上，当忽略铁心材料的磁阻时，主磁极下的气隙磁通密度的分布取决于气隙的大小和形状。一般情况下，磁极中心及附近的气隙较小且均匀不变，磁通密度较大且为常数，靠近两边极尖处，气隙逐渐增大，磁通密度减小，极尖以外，气隙明显增大，磁通密度显著减小，在磁极之间的几何中性线处，气隙磁通密度为零。因此空载时的气隙磁通密度分布为一平顶波，如图 2.14（b）所示。图 2.14（c）所示为空载时磁通分布。



(a) 气隙形状　(b) 气隙磁通密度分布波形

(c) 主磁通与漏磁通

图 2.14　空载时磁通密度分布

2. 电枢建立的磁场及电枢反应现象

电机带上负载后，电枢绕组中流过的电枢电流 I_a 产生电枢磁场。

图 2.15 所示是一台二极直流电机，其电刷放置在几何中性线处。假设励磁绕组中无励磁电流，只有电枢绕组中有电枢电流，则电刷轴线两侧电枢绕组中的电流方向相反，无论电机旋转还是静止，电枢导体中电流方向的分界线总是电刷轴线，电枢磁动势在空间也是静止的。

由于电枢磁场的出现，电机实际上的磁场由励磁磁动势和电枢磁动势共同合成建立。由于电枢磁动势影响的结果，电机中的气隙磁场与空载时不同，这一现象就叫电枢反应现象。

合成后的磁场分布情况如图 2.16 所示。

从图 2.16 可见，磁场发生了畸变。本来在空载时，几何上的中性线，与物理中性线（磁场为零）是重合的，此处磁场为零。负载之后，由于电枢反应的影响，主磁极一半极面下磁场被增强，一半极面下磁场被削弱，磁场为零处的物理中性线偏离几何中性线。电枢电流越大，电枢磁场越强，气隙合成磁场畸变越严重，物理中性线偏离角度越大。此时，如果电刷依然放置在几何中性线处，则因为电刷与换向片接触处的磁场不为零，感应电动势存在，实际中就可能会在电机运行时在电刷与换向片接触处闪出火花，造成直流电机的换向困难。为了克服磁场畸变引发的换向困难，实际中常采用两种方法：一是在定子各主磁极之间装设换向磁极，如图 2.4 所示，使得换向磁极产生的磁场尽量抵消电枢磁场的影响；二是实际中电刷的位置需设置为一定范围内可调，以适应物理中性线的变化，尽量减轻电枢反应造成的不良影响。

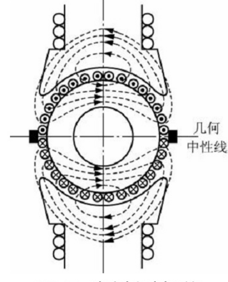


图 2.15 直流电机电枢磁场

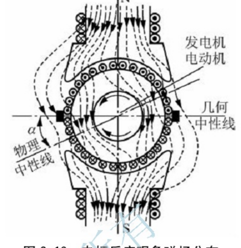


图 2.16 电枢反应现象磁场分布

另外，电枢反应还会造成总的气隙磁场的被削弱。在铁心磁路不饱和时，在每一个主磁极下，电枢磁场对主磁极磁场的去磁作用和增磁作用是相同的，所以每极磁通量与空载时相同，但实际中，由于电机一般工作于磁化曲线的膝点，电机磁路饱和，致使一半极面下所增加的磁通要比另一半极面下减少的磁通略少，这样每一个主磁极极面下的总磁通略有减少，所以称电枢反应为去磁电枢反应。

2.3 直流电机电枢电动势、电磁转矩及电磁功率

直流电机无论作为直流发电机还是直流电动机运行，电枢电动势、电磁转矩、电磁功率都是直流电机中非常重要的物理量，所以本章专门辟出一节介绍这几个物理量。

2.3.1 电枢电动势

直流电机的电枢电动势，又称为感应电动势。当电机旋转时，转子电枢绕组切割气隙磁场而产生感应电动势，电枢的感应电动势就是正负电刷之间的感应电动势，即每条支路中各串联导体感应电动势的总和。

根据电磁感应定律，单根导体的电动势为

$$e_{av} = B_{av} l v \tag{2-7}$$

式中，B_{av} 为每极下平均磁密；l 为导体在磁场中的有效长度；v 为电枢切向线速度。

每极磁通量

$$\Phi = B_{av} \tau l \qquad 或 \qquad B_{av} = \frac{\Phi}{\tau l} \tag{2-8}$$

式中，极距 τ 与 l 的乘积为每极下磁力线穿过的面积。

电枢线速度

$$v = 2p\tau \frac{n}{60} \tag{2-9}$$

所以，电枢电动势为

$$E_a = e_{av}\frac{N}{2a} = B_{av}\tau v\frac{N}{2a} = \frac{\Phi}{\tau l}l2p\tau\frac{n}{60}\frac{N}{2a} = \frac{pN}{60a}\Phi n \tag{2-10}$$

式中，N 为总导体数；$N/2a$ 为每条并联支路导体数。

令 $C_e = \frac{pN}{60a}$，则

$$E_a = C_e\Phi n \tag{2-11}$$

式中，C_e 为直流电机的电动势常数。

式（2-11）在直流电机的分析中非常重要，对于直流发电机，向外输出电能，电枢电动势与电枢电流方向相同，电枢电动势称为电源电动势。对于直流电动机，电枢电动势与电枢电流方向相反，电枢电动势称为反电动势。它们的电动势公式相同，均为式（2-11）。

2.3.2 电磁转矩

无论是发电机还是电动机，只要电枢绕组通过电流，在磁场中，线圈的有效导体部分都要受到磁场力的作用。每一根导体所受电磁力为

$$f_{av} = B_{av}li_a = B_{av}l\frac{I_a}{2a} \tag{2-12}$$

式中，i_a 为电枢各支路中流过的电流；I_a 为电枢总电流。

从而可得作用在电枢绕组上的总电磁力为

$$f = Nf_{av} = NB_{av}li_a \tag{2-13}$$

电磁转矩为

$$T_{em} = f\frac{D}{2} = B_{av}l\frac{I_a}{2a}N\frac{D}{2} \tag{2-14}$$

根据式（2-8）得

$$T_{em} = \frac{pN}{2\pi a}\Phi I_a = C_T\Phi I_a \tag{2-15}$$

式中，$C_T = \frac{pN}{2\pi a}$ 为直流电机的转矩常数，与 C_e 比较

$$C_T = 9.55C_e$$

对于直流发电机，电磁转矩的方向与电机转速方向相反，属于制动性质；对于直流电动机，电磁转矩的方向与电机转速方向相同，属于驱动性质。

2.3.3 电磁功率

电磁功率

$$P_{em} = T_{em}\Omega \tag{2-16}$$

根据机械角速度 $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$，以及式（2-15），则对电磁功率又有

$$P_{em} = T_{em}\Omega = C_T\Phi I_a\frac{2\pi n}{60} = \frac{pN}{2\pi a}\Phi I_a\frac{2\pi n}{60} = \frac{pN}{60a}\Phi nI_a = E_aI_a \tag{2-17}$$

式（2-17）说明，电磁功率既可以认为是机械功率，也可以认为是电功率。也就是说，电机作为机、电能量转换设备，电磁功率处于转换当中的中间连接环节。

2.4 直流电动机运行原理

2.4.1 直流电动机的平衡方程

直流电动机拖动一定的机械负载工作，将直流电能转换为机械能。当直流电动机处于稳定工作情况下时，其电压、功率和转矩分别遵循一定的平衡关系。

为了介绍各平衡关系，先规定直流电动机各物理量的参考正方向如图 2.17 所示。以他励直流电动机为例。

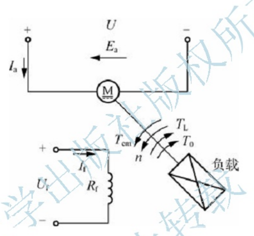


图 2.17 直流电动机物理量的正方向

图 2.17 中 T_L 和 T_0 分别为机械负载转矩和空载转矩。

1. 电动势平衡方程

如图 2.17 所示，设直流电动机的电枢绕组电阻为 R_a。由基尔霍夫电压定律，可列出电枢回路电动势平衡方程式如下：

$$U = E_a + I_a R_a \tag{2-18}$$

可见，直流电动机的感应电动势 E 与电枢电流 I_a 方向相反，并且 $E < U$。

据图 2.17，他励直流电动机的励磁绕组采用单独电源供电，励磁电流 $I_f = U_f / R_f$。

对于并励直流电动机，其励磁绕组和电枢绕组并联后，由一共同的直流电源供电，如图 2.8（b）所示。采用并励接法后，直流电动机的输入电流 I 为电枢电流 I_a 与励磁电流 I_f 之和，即

$$I = I_a + I_f \tag{2-19}$$

而输入电压 U 等于电枢电压 U_a，也等于励磁电压 U_f，即

$$U = U_a = U_f \tag{2-20}$$

对于串励直流电动机，其励磁绕组和电枢绕组串联后，由一共同的直流电源供电，如图 2.8（c）所示。串励直流电动机的输入电压、输入电流为



$$U = U_a + U_f \tag{2-21}$$

$$I = I_a = I_f \tag{2-22}$$

2. 功率平衡方程

现以并励直流电动机为例，讨论直流电动机运行时能量转换的情况，从而推导出功率平衡方程式。所得结论，原则上也适用于其他直流电动机。

直流电动机从电源输入的电功率称为输入功率，即

$$P_1 = UI \tag{2-23}$$

输入功率中的一小部分变成了铜损耗 p_{Cu}，余下的则由电功率转换成机械功率，这余下的功率，称为电磁功率 P_{em}（详见 2.3.3 节），本处其还等于

$$P_{em} = P_1 - p_{Cu} \tag{2-24}$$

直流电动机输入功率可以表示为

$$P_1 = p_{Cu} + P_{em} \tag{2-25}$$

铜损耗 p_{Cu} 包括电枢铜损耗（包括电枢回路铜耗 p_{Cua} 和电刷接触损耗 p_{Cub}）和励磁铜损耗两部分，即

$$p_{Cu} = p_{Cua} + p_{Cub} + p_{Cuf} = R_a I_a^2 + R_f I_f^2 \tag{2-26}$$

电磁功率不能全部输出，还需扣除空载损耗 p_0（包括电枢铁心中的铁损耗 p_{Fe}、机械损耗 p_{mec} 和附加损耗 p_{ad}），才是电动机输出的机械功率，称为输出功率 P_2，即

$$P_{em} - p_0 = P_2 \tag{2-27}$$

式中，$p_0 = p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad}$。

可见，直流电动机的总损耗为

$$\sum p = p_{Cu} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} \tag{2-28}$$

直流电动机功率传递的全过程，可用图 2.18 所示的功率流向图表示。

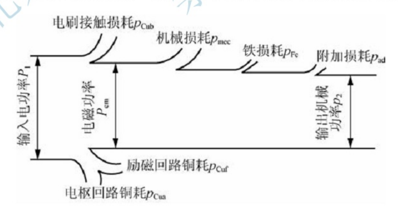


图 2.18　直流电动机的功率流向图

输出功率可写为

$$P_2 = P_1 - \sum p \tag{2-29}$$

直流电动机的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% \tag{2-30}$$



3. 转矩平衡方程

在电动机中，电磁转矩为拖动性质。当电动机以恒定转速旋转，处于稳态运行状况时，电磁转矩与负载转矩及空载转矩相平衡。此时，直流电动机的转矩满足转矩平衡方程式：

$$T_{em} = T_2 + T_0 \tag{2-31}$$

式中，T_2 为电机转轴上的输出转矩，等于机械负载转矩 T_L，$T_2 = P_2/\Omega$；T_0 是由铁心损耗、机械损耗和附加损耗引起的空载转矩，即

$$T_0 = p_0/\Omega = (p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad})/\Omega$$

下面通过一个例题对以上各平衡关系进行应用计算。

【例 2-2】 一台他励直流电动机，额定功率 $P_N = 40\text{kW}$，额定电压 $U_N = 220\text{V}$，额定电流 $I_N = 210\text{A}$，电枢回路电阻 $R_a = 0.078\Omega$，额定转速 $n_N = 1000\text{r/min}$。试求在额定状态下：①输入功率 P_1 和总损耗 $\sum p$；②电枢铜耗 p_{Cua}、电磁功率 P_{em}、铁损耗与机械损耗之和 $p_{Fe} + p_{mec}$（忽略 p_{ad}）；③额定电磁转矩 T_{em}、输出转矩 T_2 和空载转矩 T_0。

解：输入功率

$$P_1 = U_N I_N = 220 \times 210 = 46.2(\text{kW})$$

总损耗

$$\sum p = P_1 - P_2 = 46.2 - 40 = 6.2(\text{kW})$$

电枢铜耗

$$p_{Cua} = I_a^2 R_a = 210^2 \times 0.078 = 3.44(\text{kW})$$

电磁功率

$$P_{em} = P_1 - p_{Cua} = 46.2 - 3.44 = 42.76(\text{kW})$$

铁耗和机械损耗

$$p_{mec} + p_{Fe} = P_{em} - P_N = 42.76 - 40 = 2.76(\text{kW})$$

电磁转矩

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} = 9.55 \times \frac{P_{em}}{n_N} = 9.55 \times \frac{42.76 \times 10^3}{1000} = 408(\text{N}\cdot\text{m})$$

输出转矩

$$T_2 = \frac{P_N}{\Omega_N} = 9.55 \times \frac{40 \times 10^3}{1000} = 382(\text{N}\cdot\text{m})$$

空载转矩

$$T_0 = T_{em} - T_2 = 408 - 382 = 26(\text{N}\cdot\text{m})$$

2.4.2 直流电动机的工作特性

直流电动机的工作特性就是指外加电压 $U = U_N$，电枢回路中无外加电阻，励磁电流 $I_f = I_{fN}$（额定励磁电流）时，电动机的转速 n、电磁转矩 T_{em} 和效率 η 等与电枢电流 I_a 之间的关系，即表示为 $n = f(I_a)$、$T_{em} = f(I_a)$ 和 $\eta = f(I_a)$ 等。

不同励磁方式的直流电动机，工作特性差别很大，因此对他励（或并励）和串励电动机要分别进行讨论。

1. 他励（或并励）直流电动机的工作特性

（1）转速特性 $n=f(I_a)$。

把 $E_a=C_e\Phi n$ 代入电压平衡方程 $U=E_a+I_aR_a$，即得

$$n=\frac{U}{C_e\Phi}-\frac{R_a}{C_e\Phi}I_a \tag{2-32}$$

可见，若不考虑电枢反应的去磁影响，当 I_a 增加时，转速 n 下降，不过因为 R_a 较小，电枢电阻压降 I_aR_a 一般只占额定电压 U_N 的很小比例，因此转速下降得不多，所以 $n=f(I_a)$ 是一条略微向下倾斜的直线，如图 2.19 中曲线 1 所示。

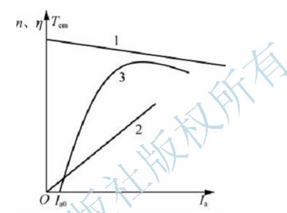


图 2.19 他励（并励）直流电动机工作特性

1—转速特性；2—转矩特性；3—效率特性

（2）转矩特性 $T_{em}=f(I_a)$。

根据式（2-15）可见，不考虑电枢反应去磁影响，转矩特性是一条通过坐标原点的直线，如图 2.19 曲线 2 所示；如果考虑电枢反应去磁效应，当 I_a 较大，特性曲线将略微向下弯曲。

（3）效率特性 $\eta=f(I_a)$。

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}\times 100\%=(1-\frac{\sum p}{P_1})\times 100\%=(1-\frac{p_{Fe}+p_{mec}+p_{Cuf}+I_a^2R_a}{U(I_a+I_f)})\times 100\% \tag{2-33}$$

对于并励直流电动机，实际中 $I_f \ll I_{aN}$，所以 I_f 可以忽略不计。

效率特性如图 2.19 曲线 3 所示，当 $P_2=0$ 时，$\eta=0$，$T_{em}=T_0$，$I_a=I_{a0}$，电机从电源吸取的功率全部变成空载损耗，维持电机空载运行。

2. 串励直流电动机的工作特性

串励直流电动机的主要特点是电枢电流与励磁电流相等，如果电机的磁路没有饱和，则励磁电流 I_f 与主磁通 Φ 呈线性变化关系，即

$$\Phi=k_fI_f=k_fI_a \tag{2-34}$$

式中，k_f 为比例系数。

（1）转速特性 $n=f(I_a)$。

将式（2－34）代入式（2－32），得到串励直流电动机的转速特性表达式为

$$n=\frac{U}{k_f C_e I_a}-\frac{R_a+R_f}{k_f C_e} \tag{2-35}$$

式中，R_f 为励磁绕组电阻。

串励直流电动机转速特性如图 2.20 中曲线 1 所示。

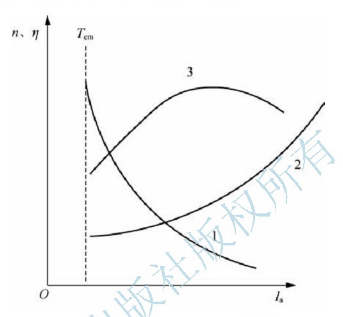


图 2.20 串励直流电动机工作特性

1—转速特性；2—转矩特性；3—效率特性

（2）转矩特性 $T_{em}=f(I_a)$。

根据式（2－34），电磁转矩表达式可写为

$$T_{em}=C_T\Phi I_a=k_f C_T I_a^2 \tag{2-36}$$

串励直流电动机转矩特性如图 2.20 中曲线 2 所示。

（3）效率特性 $\eta=f(I_a)$。

串励直流电动机的效率特性与他（并）励直流电动机完全相同，如图 2.20 中曲线 3 所示。

从串励直流电动机的转速特性曲线可以看出，当电枢电流 I_a（或者说轴上负载转矩）增大时，转速 n 迅速下降，而当 I_a 较小时，由于（R_a+R_f）较小，n 会迅速升高，从理论上讲，当 I_a 为零时，n 为无穷大。为此，串励直流电动机不允许在空载或轻载下运行。

不过，从以上特性也可以看出，串励直流电动机有一个可贵的特性，就是它能在不太大的过载电流下，产生较大的过载转矩，由式（2－36）可知，若磁路不饱和，转矩正比于电流的平方，这一特性很适合于起动转矩大的场合，如电力机车牵引、闸门拖动等。

2.4.3 直流电机的可逆原理

从原理上讲，一台电机不论是直流电机还是交流电机，都可以在一定的条件下作为电动机运行，将电能转换为机械能；而在另一特定的条件下，又可作为发电机运行，将机械能转换为电能。该原理称为电机的可逆性原理，下面以并励直流电机为例来说明。

设有一台并励直流电机，接在电压U为常数的直流电源上，电机轴上施加一定的机械负载，做电动机运行，如图 2.21（a）所示。此时，电枢导体的电动势方向如图所示（图中只绘出两根导体作为代表）。

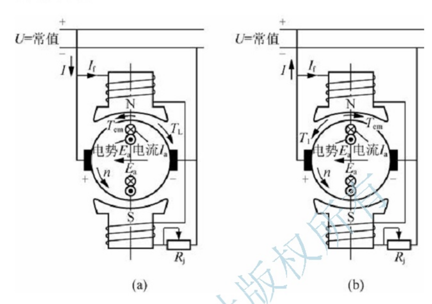


图 2.21　直流电机的可逆原理

当作电动机运行时，电机的端电压$U=E_a+I_aR_a$，电动势$E_a<U$，电枢电流I_a与E_a反向，如图 2.21（a）所示。电枢电流I_a与磁场相互作用，产生驱动性质的电磁转矩T_{em}。该驱动转矩克服机械负载的制动转矩T_L及空载制动转矩T_0，使电机转子带动与之相连的机械负载一起旋转，其转子旋转方向与T_{em}的方向一致。由于I_a与E_a反向，则其乘积$E_aI_a<0$，这说明此时电机向电网输出负的电功率。也就是说，电机从直流电源吸收电功率，并将它转变为转轴上的机械功率输出。

若撤去电机的机械负载，电机的转速上升，此时转速为电机的空载转速。在励磁电流不变时，电枢电动势E_a必然增大。由于电源电压U为常数，电枢电流I_a就随之减小，但方向不变，电机处于空载运行状态。此时，如果在电机的转轴上接入一台原动机驱动此直流电机，令其转速继续上升，当其转速升高到某一转速时，$E_a=U$，电机的电枢电流I_a为零，随之电磁转矩$T_{em}=0$。此时，原动机只克服电机空载转矩T_0，没有能量转换。而后如果原动机带动电机的转速继续上升，则$E_a>U$，I_a反向，即变为与E_a的方向相同，如图 2.21（b）所示。此时，其乘积$E_aI_a>0$，这便说明此时电机向直流电源输出正的电功率，电枢绕组所获得的电磁功率由原动机的机械功率转换而来；另一方面，此时电枢电流I_a和磁场作用产生的电磁转矩T_{em}的方向，与转子旋转方向相反，起制动作用。因此，原动机必须用足够大的机械转矩T_1来克服此电磁转矩T_{em}和空载转矩T_0，才能向电机输入机械功率。此时，该直流电机作发电运行，将原动机提供的机械能转换为电能输出。

综上所述，不论是作为电动机还是作为发电机运行，在电机内部都始终存在着电枢电动势E_a和电磁转矩T_{em}这两个对立统一的电磁量。对于直流电机来说，可根据下列关系来判断电机的运行状态。

当$E_a<U$，T_{em}与转速n同方向时为电动机运行状态；

当 $E_a > U$，T_{em} 与转速 n 反方向时为发电机运行状态。

2.5 直流发电机运行原理

2.5.1 直流发电机的平衡方程

1. 电动势平衡方程

根据图 2.21（b）所示，可得电枢回路和励磁回路的平衡方程为

$$E_a = U_a + I_a R_a \tag{2-37}$$

$$U = U_f = I_f R_f \tag{2-38}$$

$$I_a = I_f + I \tag{2-39}$$

式中，R_f 为励磁回路总电阻。

2. 转矩平衡方程

发电机稳定运行时的转矩平衡方程为

$$T_1 = T_{em} + T_0 \tag{2-40}$$

3. 功率平衡方程

从原动机输入的机械功率为

$$P_1 = T_1 \Omega = (T_{em} + T_0)\Omega = P_{em} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} \tag{2-41}$$

电磁功率

$$P_{em} = T_{em}\Omega = E_a I_a = P_2 + p_{Cuf} + p_{Cua} \tag{2-42}$$

可见，与直流电动机相同。

功率平衡方程为

$$P_1 = P_2 + p_{Cuf} + p_{Cua} + p_{Fe} + p_{mec} + p_{ad} = P_2 + \sum p \tag{2-43}$$

功率从输入到输出的流向如图 2.22 所示。

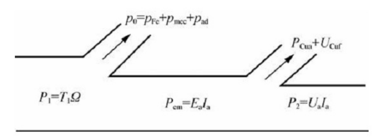


图 2.22 并励直流发电机的能流图

发电机的效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% \tag{2-44}$$

注意，直流发电机的 P_2 和 P_1 虽然与直流电动机相同分别代表输出功率和输入功率，但功率性质并不同，对于发电机来说，P_1 是机械功率性质，P_2 是电功率性质。

2.5.2 直流发电机的工作特性

1. 空载特性

指发电机在 $n=n_N$，$I_a=0$ 时，其端电压 U 与励磁电流 I_f 的关系，即 $U=f(I_f)$。

以他励直流发电机为例，空载特性可由实验求得，励磁绕组端加上励磁电压 U_f，调节励磁电流 I_f，使发电机空载电压 $U=(1.1\sim1.3)U_N$，然后 I_f 逐渐降到零，在这个过程中可测量出空载电压与励磁电流的关系曲线，它基本与电机的磁化曲线相同，如图 2.23 所示。

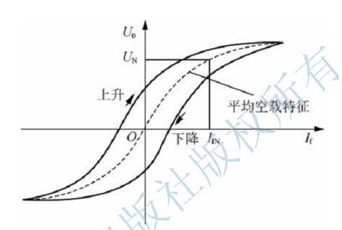


图 2.23 他励直流发电机的空载特性曲线

由于铁磁材料的磁滞现象，使得空载特性是一个闭合的回线。当经过零点，即 $I_f=0$ 时，由于电机有剩磁，仍然会有一个很低的电压，称为剩磁电压。空载特性与励磁方式无关，因此其他励磁方式的空载特性也是类似的。不过对于并励直流发电机，由于其励磁不能反向，所以它的空载特性曲线只作第一象限即可。

2. 外特性

指当 $n=n_N$、$I_f=I_{fN}$ 不变时，端电压 U 与负载电流 I 的关系，即 $U=f(I)$。

还是先以他励直流发电机为例，也可由实验测得，保持 $n=n_N$、$I_f=I_{fN}$ 不变，改变负载电阻使 I 从零增加到 I_N，在这个过程中测得 U 和 I 多点，连接后可得外特性曲线如图 2.24 所示。

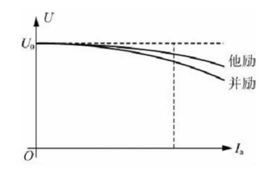


图 2.24 直流发电机的外特性



由图 2.24 可见，随着负载电流的增加，端电压下降。由公式$U=E_a-IR_a=C_e\Phi n-IR_a$可知，原因有两个：一是负载增大时，电枢反应的去磁作用增强，使每极磁通量减小，从而使电枢电动势减小；二是电枢回路电阻上的压降随电流增大而增大，从而使端电压下降。

在并励方式下，端电压下降得比他励方式更快一些。这是因为，在并励时，除了像他励时存在的电枢反应去磁效应和电枢回路电阻的压降外，当外端电压降低时还会引起励磁电流的减小，进一步使端电压降低，如图 2.24 所示。

阅读材料：

西门子与直流电机

提起西门子，大家都知道它是全球著名的公司名字。在直流电机的应用发展中，西门子公司具有不可磨灭的贡献。

1816 年，维尔纳·冯·西门子（1816—1892 年）出生在德国汉诺威附近，他被称为“西门子公司之父”。西门子很小就对科学和工程有兴趣。1847 年，西门子和机械工程师约翰·乔治·哈尔斯克依靠自己堂兄投资的 2 万马克建立了西门子-哈尔斯克电报机制造公司，主要生产西门子发明的指南针式电报机，这个公司也就是当今著名的西门子公司的前身。1848 年，西门子公司赢得了法兰克福至柏林的电报线路合同，从此开始了大发展。1866 年，西门子完成了一生中最大的成就：发明了直流自励、并励式发电机，这一发明标志着电气工程时代的到来。1867 年，西门子公司在巴黎世界博览会上展出第一批样机，完成了把机械能转换为电能的工程化，因此，19 世纪晚期进入了“强电”技术时代。西门子也因而成为“电气工程”的同义词，甚至德文“Elektrotechnik”（电气）一词就是由它创造的。电导率的单位也以其名字命名。

1879 年，在柏林工业展览会上，西门子公司的直流电动机驱动的电车赢得了观众的一片喝彩。这也是直流电动机首次用于实用。

所以说，直流电机在人类历史上的发展，离不开西门子和西门子公司的贡献。

小结

根据直流电机模型，首先介绍了直流发电机和直流电动机的工作原理，并指出直流电机工作中的特点。随后介绍了直流电机的典型结构，直流电机的铭牌参数，尤其是额定值是直流电机分析的重要依据，文中对主要额定参数给出了详细定义。直流电机励磁绕组与电枢绕组均通过有电流，根据二者之间的不同联系方式，简介了 4 种直流电机的励磁方式。

本章第二部分内容介绍了电枢绕组，详细介绍了单叠电枢绕组的结构、绕制方式等；对励磁绕组建立的空载磁场，以及考虑电枢绕组电流建立的磁场后的磁场和电枢反应现象也进行了较为详细的介绍。

第三部分介绍了 3 个重要的概念，分别是电枢绕组电动势、电磁转矩、电磁功率。

第四部分介绍了直流电动机的电压、功率和转矩平衡关系，以及直流电动机的工作特性，最后介绍了直流电机的可逆原理，从而引出直流电机既可以做电动机也可以做发电机之用。

第五部分介绍了直流发电机的各平衡关系和工作特性。

总的说，本章通过对直流电机工作原理和结构、各参量平衡关系和运行原理的介绍，为后续直流电动机的电力拖动的学习打下了基础。

习题

1. 对于单叠绕组，设元件数为 S，槽数为 Z，换向片数为 k，主极对数为 p，则换向器节距 y_k =__________，其并联支路数 $2a$=__________。

2. 直流电机实质上是具有__________装置的交流电机。电枢绕组内的电动势和电流是__________，电刷端的电压和电流是__________。

3. 直流发电机和直流电动机除了能量转换关系不同外，还表现在发电机的电枢电动势比端电压__________；而直流电动机的电枢电动势比端电压__________。

4. 直流电机的电磁功率是指机械功率与电功率相互转换的那一部分功率，所以电磁功率可用机械量__________来表示，也可以用电量__________来表示。

5. 总的来说，直流电机的电枢反应会造成总__________被削弱，并且造成__________困难，常采用装设__________及可调整电刷的方式抵消电枢反应造成的不良后果。

6. 直流发电机由主磁通感应的电动势存在于（　　）中。

A. 电枢绕组　　B. 励磁绕组　　C. 电枢和励磁绕组　　D. 无法确定

7. 若一台直流电机的电枢电流恒等于励磁电流，则这台直流电机是（　　）。

A. 他励电机　　B. 串励电机　　C. 并励电机　　D. 复励电机

8. 直流电机的额定功率 P_N 指的是（　　）。

A. 电磁功率　　B. 机械功率　　C. 输出功率　　D. 输入功率

9. 下面不属于并励直流发电机的自励条件的是（　　）。

A. 电机的主磁极必须有剩磁　　B. 励磁绕组的接法或极性必须连接正确

C. 励磁回路的总电阻小于临界值　　D. 励磁回路必须串接大电阻

10. 直流电机的主要部件是什么？各有什么作用？

11. 直流发电机是如何发出直流电的？如果没有换向器，直流发电机能否发出直流电？

12. 何谓电枢反应？电枢反应对气隙磁场有什么影响？

13. 公式 $E_a = C_e\Phi n$ 和 $T_{em} = C_T\Phi I_a$ 中的 Φ 应是什么磁通？

14. 直流电机的电枢电动势和电磁转矩的大小取决于哪些物理量？这些量的物理意义是什么？

15. 如何判断直流电机运行于发电机状态还是运行于电动机状态？它们的功率关系有什么不同？

16. 并励直流电动机在运行时励磁回路突然断线，电机会有什么后果？若在起动时就断线（电机有剩磁），又会有什么后果？

17. 一台直流电动机，$P_N = 160\text{kW}$，$U_N = 220\text{V}$，$\eta_N = 85\%$，求该电机的额定电流 I_N。

18. 一台直流发电机，$P_N = 145\text{kW}$，$U_N = 230\text{V}$，$\eta_N = 85\%$，求该发电机的额定电

流 I_N 。

19. 一台四极直流电动机，单叠绕组，每极磁通 $\Phi=0.022\text{T}$ ，$n_N=1460\text{r/min}$ ，$Z=36$ 槽，每槽导体数为 6，问电枢电流为 800A 时，能产生多大的电磁转矩？

20. 一台四极直流发电机，单叠绕组，每极磁通 $\Phi=0.0379\text{T}$ ，转速 $n=1200\text{r/min}$ ，电枢总导体数 $N=152$，求电机的空载电动势。

21. 一台直流电动机的铭牌数据如下：$P_N=55\text{kW}$ ，$U_N=110\text{V}$ ，$n_N=1000\text{r/min}$ ，$\eta_N=85\%$ 。求电动机的额定电流 I_N 和额定输入功率 P_{1N} 。

22. 并励直流电动机的铭牌数据如下：$P_N=96\text{kW}$，$U_N=440\text{V}$，$I_N=255\text{A}$，$I_{fN}=5\text{A}$ ，$n_N=500\text{r/min}$。电枢总电阻 $R_a=0.078\Omega$，电枢反应忽略不计。求：

(1) 额定运行时的输出转矩 T_N 与电磁转矩 T_{em} 。

(2) 如果额定运行时总负载转矩不变，则串入电阻 $R_j=0.122\Omega$ 瞬间转速与电枢电流各为多少？

(3) 保持额定运行时总负载转矩不变，则串入电阻 $R_j=0.122\Omega$ 稳定后的转速与电枢电流各为多少？

23. 一台他励直流电动机，$U_N=220\text{V}$ ，$I_N=10\text{A}$ ，$n_N=1500\text{r/min}$ ，$R_a=0.5\Omega$ ，求：

①额定负载时的电磁功率和电磁转矩；②保持额定时励磁电流及负载转矩不变而端电压下降到 190V，则稳定后的电枢电流和转速为多少？

第3章

变　压　器

关键术语： 变压器工作原理，额定值，空载运行，负载运行，电磁关系，等效电路，折算，参数测定，三相变压器，特殊变压器。

学过本章后，读者将能够：

结合常见变压器结构能熟练讲解变压器的工作原理；

掌握变压器在空载和负载运行时的等效电路及其各参量的物理意义；

理解通过实验对变压器参数进行测定的方法，理解标幺值的意义；

理解变压器的运行特性；

了解三相变压器和几种特殊变压器。

引例：

如图 3.1 所示，电能，首先通过一次能源如燃煤后的火力或水的势能产生的水力、原子核的裂变或聚变等等来推进发电机运行发电。鉴于直接发电后的电压不高，要利于远距离传输，必须先升压，在抵达用户区域后，在变电站内再完成数次降压。图 3.1 所示的供给电动机消耗的电能流图，占据了全球电能消耗量的 2/3 左右，所以，这是一典型的电能产生、传输到用电的简要流程，当中离不开对电压的变换，这由变压器来完成。



图 3.1　典型发输配电系统简化流程

当然，变压器远不止在电力的发输配电系统中的应用，诸如在很多电子设备中，因为需要很低的电压，往往也首先经过小型变压器降压后再使用。

变压器是一种静止的电机，它是利用电磁感应原理，把一种电压等级的交流电能转换成相同频率的另一种电压等级的交流电能的电磁装置。本章主要以普通双绕组变压器为研究对象，阐述变压器的原理与运行问题。

3.1 变压器的工作原理与结构

3.1.1 变压器的工作原理

变压器的基本组成如图 3.2 所示，两个互相绝缘的绕组套在同一个铁心上，绕组之间只有磁的耦合而没有电的联系，其中，绕组 1 接交流电源，称为一次绕组，或者叫原边、一次侧；绕组 2 接负载，称为二次绕组，或者叫副边、二次侧。

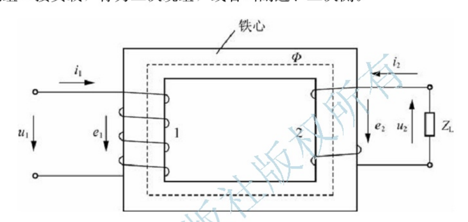


图 3.2 变压器工作原理示意图

当一次绕组接交流电源时，流过绕组的交流电流在铁心中产生与外加电压频率相同的交变磁通 Φ，该磁通在铁心内同时交链一次绕组和二次绕组，根据电磁感应定律，将在一次绕组和二次绕组中分别感应出相同频率的电动势 e_1 、e_2 。

$$\begin{cases} e_1 = -N_1 \dfrac{d\Phi}{dt} \\ e_2 = -N_2 \dfrac{d\Phi}{dt} \end{cases} \tag{3-1}$$

式中，N_1 、N_2 分别为一次绕组和二次绕组的匝数。

由后续分析可知，一次绕组和二次绕组的感应电动势又近似等于各自的电压，因此，当一次绕组和二次绕组的匝数不同时，就可将一次侧电压改变成不同的二次侧电压，这就是变压器的变压原理。变压器变压的条件，一是 $\dfrac{d\Phi}{dt} \neq 0$ ，二是 $N_1 \neq N_2$ 。若把负载 Z_L 接于二次绕组回路，在电动势 e_2 的作用下，变压器就能向负载输出电能，实现了不同电压等级电能的传递。

3.1.2 变压器的基本结构

从变压器的工作原理可以看出，一台变压器主要由铁心、绕组、绝缘结构等部件组成。

1. 铁心

为了减少交变磁通在铁心中引起的损耗，变压器的铁心都是由彼此绝缘并且厚度为

0.35～0.5mm 的硅钢片叠装而成。硅钢片的两面涂以绝缘漆，作为片间绝缘之用。其中，套有绕组的部分称为铁心柱，连接铁心柱的部分称为铁轭，铁轭可以使铁心柱之间的磁路闭合。为了减少磁路中不必要的气隙，变压器铁心在叠装时，相邻两层硅钢片的接缝要互相错开，如图 3.3 所示。交流磁通在铁心中引起涡流损耗和磁滞损耗，使铁心发热。为了使铁心的温度不致太高，在大容量变压器的铁心中往往设置油道，而铁心则浸在变压器油中，当油从油道中流过时，可将铁心中的热量带走。

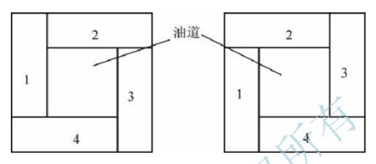


图 3.3 相邻两层硅钢片的叠装

2. 绕组

变压器的绕组用绝缘圆导线或扁导线绕成。实际变压器的一、二次绕组并不一定像图 3.2 所示那样分装在两个铁心柱上，有的是同心地套在同一铁心柱上，这时为了绝缘方便，通常低压绕组紧靠着铁心，高压绕组则套装在低压绕组的外面。高、低压绕组之间也留有油道，一方面作为绕组间的绝缘间隙，另一方面使油从油道中流过以冷却绕组。

3. 其他

因容量和冷却方式的不同，除铁心和绕组之外，变压器还有一些其他部件，如外壳、油箱、绝缘套管等。一、二次绕组套装在铁心之后，铁心与绕组合在一起被称为器身。器身放在油箱中，油箱中充以变压器油。充油的目的主要有两方面原因：一方面因为油的绝缘性能比空气好，可以提高绕组的绝缘强度；另一方面通过油受热后的对流作用，可以将绕组和铁心的热量带到油箱壁，再由油箱壁散发到空气中。对变压器油的要求是介质强度和着火点要高、黏度要小，水分和杂质含量尽可能少。变压器油受热后要膨胀，因此油箱不能密封，以便油有膨胀余地。但是，油箱如不密封，则油长时间同空气接触会老化变质，而且吸收空气中的水分后也会降低绝缘强度，为了克服这个困难，采用了储油柜。在油箱和储油柜之间还装有气体继电器，当变压器发生故障时，油箱内部会产生气体，使气体继电器动作发出信号，让值班人员采取措施；如果发生严重故障，就直接使变压器自动脱离电源。为了增强散热效果，对于大型变压器还可以采用强迫冷却方法。在较大的变压器油箱盖上还装有安全气道，它是一个长的钢管，下面与油箱相通，上部出口处盖以玻璃。当发生严重故障时，变压器内部产生大量气体，压力迅速升高，可以冲破安全气道上的玻璃，喷出气体，消除压力，以免产生重大事故。

3.1.3 变压器的主要种类

由于变压器的应用范围十分广泛，因此它的种类很多，其中容量小的只有几伏安，容量大的可以达到数十万千伏安；电压低的只有几伏，电压高的可以达到几十万伏。

（1）按照相数的不同来区分，变压器可分为单相变压器和三相变压器等。

（2）按照每相绕组数量的不同来区分，变压器可分为双绕组变压器、三绕组变压器、多绕组变压器和自耦变压器（即单绕组变压器）等。

（3）按照结构形式即磁路结构的不同，变压器可分为芯式和壳式两种。图 3.4 所示为芯式变压器，它的特点是绕组包围着铁心。此类变压器的用铁量较少、构造简单、绕组的安装和绝缘比较容易，多用于容量较大的变压器中。壳式变压器，如图 3.5 所示，它的特点是铁心包围着绕组，此类变压器用铜量较少，多用于小容量变压器中。

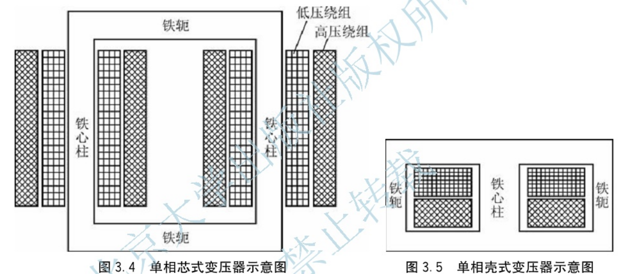


图 3.4 单相芯式变压器示意图　　图 3.5 单相壳式变压器示意图

（4）按照用途的不同，变压器可分为电力变压器、专用变压器、互感器等。电力变压器在电力系统中用来传送和分配电能，是所有变压器中用途最广、生产量最大的一种。专用变压器主要指专门用途的变压器，如电炉变压器、电焊变压器、整流变压器以及供医疗和无线通信用的特殊变压器等。互感器常用在仪表测量和控制线路中。

（5）按照冷却方式不同，变压器可分为干式变压器（空气自冷式）、油浸式变压器等。

图 3.6 所示为一台常见的三相油浸式电力变压器的结构图。变压器的器身（铁心和绕组线圈）放置在充满变压器油的油箱中，变压器油是从石油中分馏出来的矿物油，起绝缘和散热作用。高压绕组有多个抽头，通过分接开关可改变与抽头的连接，从而改变高压绕组匝数。

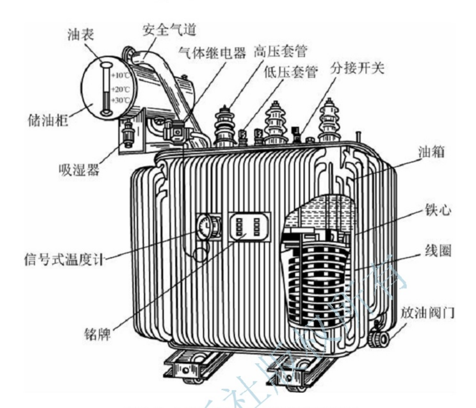


图 3.6　三相油浸式电力变压器结构图

3.1.4　变压器的额定值

制造工厂在设计变压器时，根据所选用的绕组线圈导体截面、铁心尺寸、绝缘材料以及冷却方式等条件，规定了变压器正常运行时的工作状态，比如它能流过多大电流以及能够承受多高的电压等，这些在正常运行时所能承担的电流和电压的数值称为额定值。每台变压器的额定值都标注在变压器铭牌上，用来说明变压器的工作能力和工作条件。在变压器工作时，若电压、电流、功率和频率都等于额定值，则称为额定状态。由于此时电流为额定值，故也就是满载状态。变压器的额定值主要有以下几个。

1. 额定电压 U_{1N}/U_{2N}（V 或 kV）

单相变压器的额定电压是指变压器在空载运行时一、二次绕组电压的额定值。三相变压器的额定电压是指变压器在空载运行时一、二次绕组线电压的额定值，这点要特别注意。

2. 额定电流 I_{1N}/I_{2N}（A）

单相变压器的额定电流是指变压器在满载运行时一、二次绕组的电流值。三相变压器的额定电流是指变压器在满载时一、二次绕组线电流的额定值。额定电流是变压器正常工作时允许的电流，实际电流若超过额定电流，则这种状态称为过载。长期过载，变压器的温度会超过允许值。

3. 额定容量 S_N（VA 或 kVA）

一、二次侧额定电流与额定电压的乘积，称为额定容量。对于单相变压器

$$S_N = U_{2N}I_{2N} = U_{1N}I_{1N} \tag{3-2}$$

对于三相变压器

$$S_N = \sqrt{3}U_{2N}I_{2N} = \sqrt{3}U_{1N}I_{1N} \tag{3-3}$$

4. 额定频率 f_N（Hz）

我国以及众多其他国家规定交流电网标准额定频率为50Hz，又称工频，有的国家或地区为60Hz。

此外，额定运行时的效率、温升等数据也有相应的额定值。除额定值外，变压器的型号、相数、绕组连接方式及连接标号、短路电压、运行方式和冷却方式等一般也标注在铭牌上。

3.2 变压器的空载运行

变压器的空载运行是指变压器一次绕组外接额定交流电压，二次绕组开路的运行情况。

3.2.1 空载运行时的电磁关系

1. 电磁过程

图3.7所示是单相变压器空载运行的示意图。当一次绕组接交流电源后，绕组中有电流 $\dot{I}_0$ 流过，称为空载电流。$\dot{I}_0$ 流过一次绕组建立交变磁动势 $\dot{F}_0 = \dot{I}_0 N_1$，在 $\dot{F}_0$ 作用下产生交变磁通。根据所经过的路径不同，可把磁通分为主磁通 $\dot{\Phi}$ 和漏磁通 $\dot{\Phi}_{1\sigma}$。

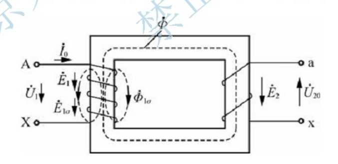


图3.7 变压器空载运行示意图

主磁通 Φ 同时交链一次绕组和二次绕组，主要沿铁心闭合，在一次绕组和二次绕组中感应电动势 $\dot{E}_1$、$\dot{E}_2$，称作主电动势，当二次侧接负载时就有电功率向负载输出，故主磁通起传递能量的作用。由于铁磁材料有饱和现象，所以主磁路的磁阻不是常数，主磁通与建立它的电流之间呈非线性关系。

漏磁磁通通过一次绕组附近的空气或变压器油等非铁磁性介质构成磁通回路，仅在一次绕组中感应电动势 $\dot{E}_{1\sigma}$，不能传递能量，仅起电抗压降作用。由于漏磁通的磁路大部分由非铁磁性材料组成，所以漏磁路的磁阻基本上是常数，漏磁通与产生它的电流呈线性关系。



由于铁心的磁导率远比铁心外非铁磁性材料的磁导率大，所以磁通中的绝大部分是主磁通，而漏磁通只占总磁通的很小部分。由于绕组电阻的存在，一次侧电流在一次绕组中还产生电阻压降。以上的变压器空载运行时的电磁过程如图 3.8 所示。

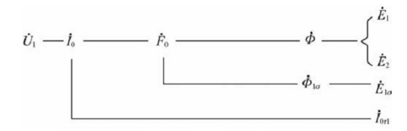


图 3.8　变压器空载运行时的电磁过程

2. 正方向规定

变压器中各电磁量都是交流量，要建立它们之间的相互关系，必须先规定各物理量的正方向。从原理上讲，正方向可以任意选择，但正方向规定不同，列出的电磁方程和相量图也不同，通常具体规定正方向如下。

(1) 在电源支路，电流的正方向与电动势的正方向一致；在负载支路，电流的正方向与电压降的正方向一致。

(2) 电流的正方向与由它产生的磁通的正方向符合右手螺旋定则。

(3) 磁通的正方向与由它感应电动势的正方向符合右手螺旋定则。

根据这些规定，变压器各物理量的正方向如图 3.7 所示。图中电压 $\dot{U}_1$ 、$\dot{U}_2$ 的正方向表示电位降低，电动势 $\dot{E}_1$ 、$\dot{E}_2$ 的正方向表示电位升高。在一次侧，$\dot{U}_1$ 由首端指向末端，$\dot{I}_0$ ($\dot{I}_1$) 从首端流入，当 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{I}_0$ ($\dot{I}_1$) 同时为正或同时为负时，表示电功率从一次侧输入。在二次侧，$\dot{U}_2$ 和 $\dot{I}_2$ 的正方向是由 $\dot{E}_2$ 的正方向决定的。当 $\dot{U}_2$ 和 $\dot{I}_2$ 同时为正或同时为负时，电功率从二次侧输出。

3. 电动势与磁通的关系

在变压器中，绕组的电阻压降和漏电动势相对很小，电源电压基本上由主电动势来平衡，即 $U_1 \approx E_1$ ，由于 u_1 是正弦量，因此 e_1 也是正弦量，根据 $e_1 = -N_1 \dfrac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}$ 可知，主磁通 Φ 按正弦规律变化。

设

$$\Phi = \Phi_{\mathrm{m}} \sin\omega t$$

则根据电磁感应定律和图 3.7 规定的正方向，一次绕组和二次绕组中感应电动势的瞬时值为

$$\begin{cases} e_1 = -N_1 \dfrac{\mathrm{d}\Phi}{dt} = -N_1\omega\Phi_{\mathrm{m}}\cos\omega t = \sqrt{2}E_1\sin(\omega t - 90^\circ) \\ e_2 = -N_2 \dfrac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} = -N_2\omega\Phi_{\mathrm{m}}\cos\omega t = \sqrt{2}E_2\sin(\omega t - 90^\circ) \end{cases} \tag{3-4}$$

可见，当主磁通按正弦规律变化时，感应电动势也按正弦规律变化，且频率不变、相位滞后磁通 90°。有效值为

$$\begin{cases} E_1 = \dfrac{N_1 \omega \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_1 \Phi_m \\ E_2 = \dfrac{N_2 \omega \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4.44 f N_2 \Phi_m \end{cases} \tag{3-5}$$

式中，$\omega = 2\pi f$ 。式（3-5）用相量表示为

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = -\mathrm{j}4.44 f N_1 \dot{\Phi}_m \\ \dot{E}_2 = -\mathrm{j}4.44 f N_2 \dot{\Phi}_m \end{cases} \tag{3-6}$$

同理，对漏电动势有如下

$$e_{1\sigma} = \sqrt{2} E_{1\sigma} \sin(\omega t - 90°) \tag{3-7}$$

$$E_{1\sigma} = 4.44 f N_1 \Phi_{1\sigma m} \tag{3-8}$$

$$\dot{E}_{1\sigma} = -\mathrm{j}4.44 f N_1 \dot{\Phi}_{1\sigma m} \tag{3-9}$$

式中，$e_{1\sigma}$ 、$E_{1\sigma}$ 分别为一次绕组漏电动势的瞬时值和有效值；$\Phi_{1\sigma m}$ 为一次绕组漏磁通的最大值。

4. 电动势平衡方程

按照图 3.7 规定的正方向，空载时一次侧的电动势平衡方程为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 - \dot{E}_{1\sigma} + \dot{I}_0 r_1 \tag{3-10}$$

将 $L_{1\sigma} = \dfrac{N_1 \Phi_{1\sigma}}{I_0} = \dfrac{N_1 \Phi_{1\sigma m}}{\sqrt{2} I_0}$ 代入式（3-9），可以推导出 $\dot{E}_{1\sigma}$ 电抗压降的表示形式为

$$\dot{E}_{1\sigma} = -\mathrm{j}\omega L_{1\sigma} \dot{I}_0 = -\mathrm{j}x_1 \dot{I}_0 \tag{3-11}$$

式中，$x_1 = \omega L_{1\sigma}$ ，为一次绕组的漏电抗；$L_{1\sigma}$ 为一次绕组的漏电感。

将式（3-11）代入式（3-10）可得

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 r_1 + \mathrm{j}\dot{I}_0 x_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 \tag{3-12}$$

式中，$Z_1 = r_1 + \mathrm{j}x_1$ ，为一次绕组的漏阻抗。

由于漏磁通很少，则 x_1 很小，且 r_1 也很小，所以一次绕组的漏阻抗压降 $I_0 Z_1$ 很小，如将其忽略，则式（3-12）可简化为

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$$

大小上

$$U_1 \approx E_1 = 4.44 f N_1 \Phi_m$$

于是可得

$$\Phi_m = \frac{E_1}{4.44 f N_1} \approx \frac{U_1}{4.44 f N_1} \tag{3-13}$$

由式（3-13）可知，决定变压器主磁通大小的参数是电压 U_1 、频率 f 及一次绕组的匝数 N_1 ，而主磁通的大小与变压器的铁心材质及几何尺寸无关。

当 f、N_1 一定时，由式（3－13）得 $\Phi_m \propto U_1$，说明变压器的主磁通虽然由空载磁动势 F_0 产生，但它的大小却基本由电源电压 U_1 决定。

在二次侧，由于 $\dot{I}_2 = 0$，因此二次侧的空载电压 $\dot{U}_{20}$ 等于二次侧的感应电动势 $\dot{E}_2$，即

$$\dot{U}_{20} = \dot{E}_2 \tag{3-14}$$

5. 变压器的变比

在变压器中，一次绕组和二次绕组的感应电动势 E_1 和 E_2 之比称为变压器的变比，用 k 表示。即

$$k = \frac{E_1}{E_2} = \frac{4.44fN_1\Phi_m}{4.44fN_2\Phi_m} = \frac{N_1}{N_2} \tag{3-15}$$

式（3－15）表明，变压器的变比等于一次绕组和二次绕组的匝数比。当变压器空载运行时，由于 $U_1 \approx E_1$，$U_{20} = E_2$，所以可近似地用空载运行时一次绕组和二次绕组的电压比作为变压器的变比，即

$$k = \frac{E_1}{E_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}} = \frac{U_{1N}}{U_{2N}} \tag{3-16}$$

对于三相变压器，变比是指一次侧和二次侧相电动势之比，也就是额定相电压之比。

6. 空载损耗

变压器空载运行时，二次侧虽然没有功率输出，但其一次侧仍会从电网吸收有功功率转化为热能散发到周围介质中，这部分功率称为空载损耗 p_0。

空载损耗包括铜损耗 p_{Cu} 和铁损耗 p_{Fe} 两部分，$p_{Cu} = I_0^2 r_1$，由于 I_0 和 r_1 都很小，所以空载时铜损耗很少，可忽略不计，这样空载损耗近似等于铁损耗，即 $p_0 \approx p_{Fe}$。

理论和实验可证明铁损耗与铁心最大磁密的平方成正比，与电源频率的 1.3 次方成正比，即 $p_{Fe} \propto B_m^2 f^{1.3}$。

空载损耗约占额定容量的 0.2%～1%，该百分值随着容量的增大而减小。空载损耗虽然不大，但由于变压器在电网中的使用量很大，铁耗无时不在，所以减少铁耗对电力系统的经济运行具有十分重要的意义。正是为了减少铁耗，变压器才采用优质铁磁性材料，如优质电工钢片、应用非晶合金铁心等。

7. 空载电流

变压器空载运行时，一次绕组中的空载电流 i_0 绝大部分用来产生主磁通，这部分电流属无功性质，用励磁电流 i_μ 来表示；另有很少部分用来供给变压器的铁心损耗，这部分电流属有功性质，用铁耗分量 i_{Fe} 表示，即空载电流由无功分量和有功分量两部分组成。

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_\mu + \dot{I}_{Fe} \tag{3-17}$$

或

$$I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{Fe}^2} \tag{3-18}$$

由于 $I_{Fe} \ll I_\mu$，所以 $I_0 \approx I_\mu$，因此常常称空载电流 I_0 为励磁电流，所以空载电流主要是感性无功性质的，它使电网的功率因数降低，输送有功功率减少，因此，变压器运行



规程规定，不允许变压器长期在电网中空载运行。

空载电流的大小常用空载电流百分数 $I_0\ \%$来表示，即

$$I_0\% = \frac{I_0}{I_N} \times 100\% \tag{3-19}$$

电力变压器的空载电流百分数很小，一般在 0.5%～10%之间，容量越大，空载电流百分数越小。

3.2.2 空载时的等效电路和相量图

等效电路就是用一个电路有条件地等效一台实际变压器，这样可以将变压器用一个纯电路来分析。

根据式（3-12），空载时一次绕组存在漏阻抗 $Z_1 = r_1 + jx_1$ 。

铁磁材料的铁损耗属有功性质，则可用空载电流平方与一个电阻的乘积表示，设该等效电阻为 r_m ；空载电流还有无功分量，用于建立磁场，这是无功性质，所以用空载电流平方乘以一个电抗表示励磁无功功率，设该电抗为 x_m 。令 $r_m + x_m = Z_m$ ，Z_m 可称为励磁阻抗，经过该阻抗的电动势为励磁电动势，即 E_1 ，并且

$$-\dot{E}_1 = \dot{I}_0 Z_m = \dot{I}_0 (r_m + jx_m) \tag{3-20}$$

于是，变压器一次侧的电动势平衡方程可以写成

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1 = \dot{I}_0 (Z_m + Z_1) = \dot{I}_0 (r_m + jx_m + r_1 + jx_1) \tag{3-21}$$

根据式（3-21），空载运行的变压器可以看作两个阻抗 Z_1 和 Z_m 的串联，这样可以画出变压器空载时的等效电路，如图 3.9 所示。

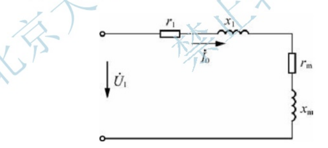


图 3.9 变压器空载时等效电路

在等效电路中，r_1 是一次绕组的电阻，x_1 是对应一次绕组漏磁路磁导的电抗，它们数值很小且为常数。r_m 、x_m 受铁心饱和的影响，不是常数。当频率一定时，若外加电压改变，则主磁通大小改变，铁心饱和程度改变，根据 $Z_m = E_1/I_0 \propto \Phi/I_0$ ，由于主磁通 Φ 和 i_0 之间是非线性关系，所以 Z_m 也发生变化，例如，随着磁路饱和程度增大而减小。但通常外加电压是一定的，在正常运行范围内（由空载到满载）主磁通基本不变，磁路的饱和程度也近似不变，所以 Z_m 、r_m 、x_m 可看作常数。

在数值上，由于 $r_m \gg r_1$ 、$x_m \gg x_1$ ，所以有时可以把 r_1 、x_1 忽略不计，这样变压器空载时的等效电路成为只有 Z_m 的电路，所以在一定的外施电压下，空载电流的大小由励磁阻抗 Z_m 决定。从运行角度希望空载电流越小越好，采用高导磁性能的钢片的目的就是为了增大 Z_m ，减少 I_0 ，提高变压器的效率和功率因数。

根据式（3-21）、式（3-6）、式（3-14）及式（3-17），可画出变压器空载运行时的相量图，如图3.10所示。画图时以主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 作为参考相量。图中 α 为空载电流有功分量与无功分量夹角，空载电压 $\dot{U}_1$ 与空载电流 $\dot{I}_0$ 之间的相位差角 φ_0，称为空载运行时的功率因数角，实际中 $\varphi_0 \approx 90°$，因此，变压器空载运行时的功率因数 $\cos\varphi_0$ 很低，意味着空载时变压器吸收的有功功率很小，吸收的大部分功率为无功功率，用于建立磁场。

需要说明的是，相量图反映相量之间的相位关系，对于三相变压器，相量图中各量指的是每相值。

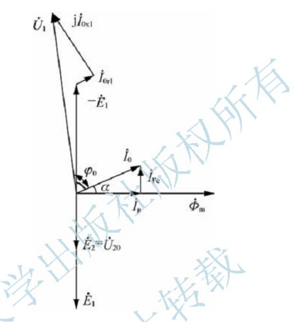


图3.10　变压器空载相量图

3.3　变压器的负载运行

变压器一次侧接到交流电源，二次侧接上负载时的运行状态称为负载运行，如图3.11所示。

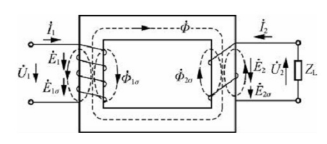


图3.11　单相变压器负载运行示意图

3.3.1 负载运行时的电磁关系

1. 电磁过程

在变压器空载运行时，二次侧电流及其产生的磁动势为零，二次绕组的存在对一次电路没有影响。一次侧空载电流 $\dot{I}_0$ 建立的磁动势 $\dot{F}_0=\dot{I}_0N_1$ 就是励磁磁动势，它产生主磁通 $\dot{\Phi}_m$，并在一次绕组和二次绕组中感应电动势 $\dot{E}_1$、$\dot{E}_2$，电源电压 $\dot{U}_1$ 与反电动势 $-\dot{E}_1$ 及漏阻抗压降 $\dot{I}_0Z_1$ 相平衡，维持空载电流在一次绕组中流过，此时变压器中的电磁关系处于平衡状态。当二次侧接上负载后，二次绕组中有电流 $\dot{I}_2$ 流过并产生磁动势 $\dot{F}_2=\dot{I}_2N_2$。$\dot{F}_2$ 也作用在变压器的主磁路上，使主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 与一次绕组和二次绕组中的感应电动势 $\dot{E}_1$ 和 $\dot{E}_2$ 趋于改变，于是原有的电动势平衡关系将发生变化，从而导致一次侧电流发生变化，即从空载电流 $\dot{I}_0$ 变为负载时的电流 $\dot{I}_1$。一次绕组的磁动势也从空载磁动势 $\dot{F}_0=\dot{I}_0N_1$ 变为 $\dot{F}_1=\dot{I}_1N_1$。负载时的主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 是由一次绕组和二次绕组的合成磁动势 $\dot{F}_1+\dot{F}_2$ 产生的。变压器在负载时的电磁关系如图 3.12 所示。

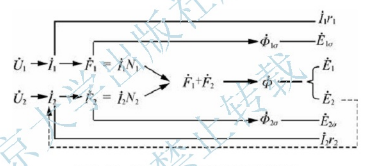


图 3.12 变压器在负载时的电磁关系

2. 电动势平衡方程

变压器负载运行时的电动势平衡方程与空载运行时的电动势平衡方程相似。与空载运行分析相同，将漏电动势用漏抗压降来表示

$$\begin{cases}\dot{E}_{1\sigma}=-\mathrm{j}\dot{I}_1x_1\\ \dot{E}_{2\sigma}=-\mathrm{j}\dot{I}_2x_2\end{cases} \tag{3-22}$$

式中，x_1、x_2 分别为一次绕组和二次绕组的漏电抗。

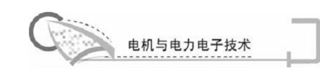
一次侧电动势平衡方程为

$$\dot{U}_1=-\dot{E}_1-\dot{E}_{1\sigma}+\dot{I}_1r_1=-\dot{E}_1+\dot{I}_1(r_1+\mathrm{j}x_1)=-\dot{E}_1+\dot{I}_1Z_1 \tag{3-23}$$

二次侧电动势平衡方程为

$$\dot{U}_2=\dot{E}_2+\dot{E}_{2\sigma}-\dot{I}_2r_2=\dot{E}_2-\dot{I}_2(r_2+\mathrm{j}x_2)=\dot{E}_2-\dot{I}_2Z_2 \tag{3-24}$$

式中，$Z_2=r_2+x_2$，为二次绕组的漏阻抗。



3. 磁动势平衡方程

变压器一次绕组的漏阻抗压降 $\dot{I}_1 Z_1$ 很小，则（$-\dot{E}_1$）与 $\dot{U}_1$ 相差甚微，所以在负载运行时仍有 $\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1$ 或 $E_1 \approx U_1$ 。根据 $E_1 = 4.44 f N_1 \Phi_m$ 可知，从空载到满载，当电源电压和频率不变时，主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 基本不变，因此产生它的磁动势也基本不变，即

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0 \tag{3-25}$$

或

$$\dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 = \dot{I}_0 N_1 \tag{3-26}$$

这就是变压器负载运行时的磁动势平衡方程。

将磁动势平衡方程进行变化，可得

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\frac{N_2}{N_1})\dot{I}_2 = \dot{I}_0 + (-\frac{\dot{I}_2}{k}) \tag{3-27}$$

式（3-27）表明，变压器负载运行时，一次绕组的电流 $\dot{I}_1$（或磁动势 $\dot{F}_1$）由两个分量组成：一个分量 $\dot{I}_0$（或 $\dot{F}_0$）用来产生主磁通 $\dot{\Phi}_m$ ，称为励磁分量；另一个分量 $-\frac{\dot{I}_2}{k}$ 或 $-\dot{F}_2$ 用来平衡二次绕组的电流 $\dot{I}_2$（或磁动势 $\dot{F}_2$）对主磁通的影响，称为负载分量。这说明变压器负载运行时的一次侧和二次侧电流通过磁动势平衡紧密地联系在一起，二次侧通过磁动势平衡对一次侧产生影响，二次侧电流的改变必将引起一次侧电流的改变，电能就是这样从一次侧传递到二次侧的。

3.3.2 变压器绕组的折算

一般来说，由于一次绕组和二次绕组的匝数 $N_1 \neq N_2$ ，所以一次绕组和二次绕组的感应电动势 $E_1 \neq E_2$ ，这就给变压器的定量分析和相量图的绘制带来了麻烦。为了解决这个问题，常用一个假想的绕组来代替其中一个绕组，使之成为一台变比 $k=1$ 的变压器，这种方法称为绕组折算，通过折算可以大大简化变压器的分析计算。从本质上讲，绕组折算是一种数学变换，仅仅是研究变压器的一种方法，折算后不应改变变压器内部电磁关系的本质。可以由二次侧向一次侧折算，也可以由一次侧向二次侧折算。如果由二次侧向一次侧折算，由于二次侧通过磁动势平衡对一次侧产生影响，因此，只要保持二次侧的磁动势 $\dot{F}_2$ 不变，变压器电磁关系的本质就不会改变。二次侧折算后的各物理量在原来的符号右上方加一个标号以示区别。二次侧各量折算方法如下。

1. 二次侧电流的折算值

设折算后二次绕组的匝数为 $N_2' = N_1$ ，流过的电流为 I_2' ，根据折算前后二次侧磁动势不变的原则，可得

$$I_2' N_1 = I_2 N_2$$

即

$$I_2' = \frac{N_2}{N_1} I_2 = \frac{I_2}{k} \tag{3-28}$$





将式（3－28）代入式（3－27），可得

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\frac{\dot{I}_2}{k}) = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2) \tag{3-29}$$

2. 二次侧电动势的折算值

由于折算前后主磁通未改变，根据电动势与匝数成正比的关系，可得

$$E'_2 = \frac{N_1}{N_2}E_2 = kE_2 = E_1 \tag{3-30}$$

由此可见，折算之后

$$E'_2 I'_2 = E_2 I_2 \tag{3-31}$$

式（3－31）表明，折算前后二次侧的视在功率没有改变。

3. 二次绕组漏阻抗的折算值

为了保持折算前、后二次绕组的铜损耗不变，则有

$$I'^2_2 r'_2 = I^2_2 r_2$$

即

$$r'_2 = \left(\frac{I_2}{I'_2}\right)^2 r_2 = k^2 r_2 \tag{3-32}$$

为了保持折算前、后二次侧漏磁无功功率不变，则有

$$I'^2_2 x'_2 = I^2_2 x_2$$

即

$$x'_2 = \left(\frac{I_2}{I'_2}\right)^2 x_2 = k^2 x_2 \tag{3-33}$$

于是，漏阻抗的折算值为

$$Z'_2 = r'_2 + \mathrm{j}x'_2 = k^2(r_2 + \mathrm{j}x_2) = k^2 Z_2 \tag{3-34}$$

4. 二次电压和负载阻抗的折算值

$$\dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2 = k(\dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2) = k\dot{U}_2 \tag{3-35}$$

$$Z'_L = \frac{\dot{U}'_2}{\dot{I}'_2} = \frac{k\dot{U}_2}{\frac{\dot{I}_2}{k}} = k^2 Z_L \tag{3-36}$$

经过折算，变压器负载运行的基本方程为

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_1) = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1 \\ \dot{U}'_2 = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2(r'_2 + jx'_2) = \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 Z'_2 \\ \dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2) \\ \dot{E}'_2 = \dot{E}_1 \\ -\dot{E}_1 = \dot{I}_0 Z_{\mathrm{m}} \\ \dot{U}'_2 = \dot{I}'_2 Z'_L \end{cases} \tag{3-37}$$

3.3.3 等效电路和相量图

按照方程式（3－37）可画出变压器的等效电路，如图 3.13 所示。电路形状类似字母 T，所以常叫 T 型等效电路。

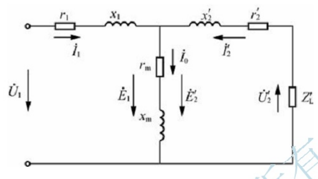


图 3.13　变压器的 T 型等效电路

由式（3－37）还可以画出变压器负载运行时的相量图。相量图可以直观地反映变压器中各物理量之间的大小和相位关系。

画相量图时，变压器参数为已知，且负载已给定。具体作图步骤如下。

（1）选择一个参考相量。选择 $\dot{U}'_2$ 作为参考相量，根据给定的负载阻抗，可以画出 $\dot{I}'_2$ 。

（2）根据二次侧电动势平衡方程 $\dot{E}'_2=\dot{U}'_2+\dot{I}'_2Z'_2$，在相量 $\dot{U}'_2$ 上加上与 $\dot{I}'_2$ 平行的 $\dot{I}'_2r'_2$，再加上与 $\dot{I}'_2$ 垂直的 $\mathrm{j}\dot{I}'_2x'_2$ 得到 $\dot{E}'_2$ 。由于 $\dot{E}_1=\dot{E}'_2$，也就得到了 $\dot{E}_1$ 。

（3）主磁通 $\dot{\Phi}_m$ 超前 $\dot{E}_1$ 90°，可画出 $\dot{\Phi}_m$ ；根据 $\dot{I}_0$ 超前 $\dot{\Phi}_m\alpha$ 角，可画出励磁电流 $\dot{I}_0$ 。

（4）由 $\dot{I}_1=\dot{I}_0+(-\dot{I}'_2)$ 可得 $\dot{I}_1$ 。

（5）根据一次侧电动势平衡方程 $\dot{U}_1=-\dot{E}_1+\dot{I}_1Z_1$ ，在相量 $-\dot{E}_1$ 上加上与 $\dot{I}_1$ 平行的 $\dot{I}_1r_1$ ，再加上与 $\dot{I}_1$ 垂直的 $\mathrm{j}\dot{I}_1x_1$ ，即可得到 $\dot{U}_1$ 。

图 3.14 所示为变压器负载（$\varphi_2>0$ 时）的相量图。

图 3.13 所示的 T 型等效电路虽然能准确地表达变压器内部的电磁关系，但计算较繁。考虑到 Z_1 较小，当负载变化时，E_1 变化很小，仍然近似等于 U_1 。这样，可把 T 型等效电路中的励磁支路移到电源端，得到新的等效电路如图 3.15 所示。这样处理对 I_1 、I'_2 和 I_0 的数值引起的误差很小，使计算和分析大为简化。

在电力变压器中，由于空载电流很小，因此，在分析变压器负载运行、短路运行、二次侧端电压的变化和并联运行的负载分配等问题时，可以把 I_0 忽略，即去掉等效电路中高阻抗的励磁支路，而得到一个更简单的串联电路，如图 3.16 所示，称为简化等效电路。

将一次绕组和二次绕组的漏阻抗参数合并起来，有

$$\begin{cases}r_k=r_1+r'_2\\x_k=x_1+x'_2\\Z_k=Z_1+Z'_2=r_k+\mathrm{j}x_k\end{cases}\tag{3-38}$$



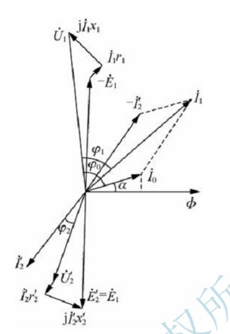


图 3.14 变压器负载（$\varphi_2>0$ 时）的相量图

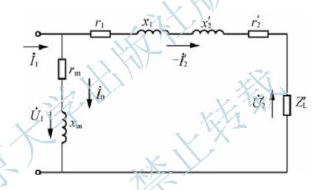


图 3.15 变压器的近似等效电路

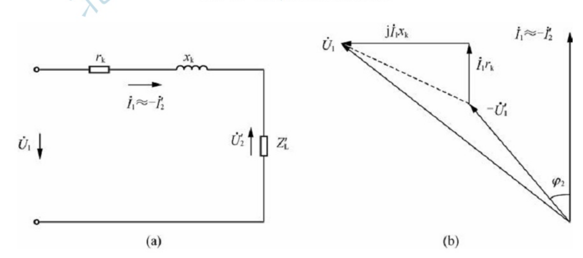


图 3.16 变压器简化等效电路

式（3-38）及图 3.16 中，r_k 为短路电阻；x_k 为短路电抗；Z_k 为短路阻抗。

需要指出的是，三相变压器等效电路和相量图中的各量均为每相值。

变压器的基本方程、等效电路和相量图虽然形式不同，但本质上是一致的。基本方程是基础，而等效电路和相量图则是基本方程的另一表达方式。一般来说，在做定性分析时用相量图比较形象直观，而在做定量计算时用等效电路比较方便。

3.4 变压器的参数测定

变压器等效电路中的各种电阻、电抗或阻抗，如 r_k 、x_k 、r_m 、x_m 及变比 k 、空载电流百分数 $I_0\%$ 、空载损耗 p_0 、短路电压 $U_k\%$ 、额定短路损耗 P_{kN} 等称为变压器的参数。已知变压器的参数，可以利用等效电路来分析和计算变压器的运行性能；同时，参数的合理选择对变压器产品的成本和经济性能都有较大的影响。变压器的参数可以通过空载实验和短路实验来测定求取。为了便于工程计算，实际中许多电磁参量常用标幺值表示。

3.4.1 变压器空载实验

变压器空载实验的目的是通过测量空载电流 I_0 ，一次电压和二次电压 U_1 、U_{20} 及空载损耗 p_0 ，计算变比 k 、空载电流百分数 $I_0\%$ 及励磁阻抗 Z_m 。

单相变压器空载实验的接线如图 3.17 所示。为了便于测量和安全起见，通常在低压侧加电压，将高压侧开路。为了测出空载电流和空载损耗随电压变化的曲线，外加电压 U_1 在 0～1.2U_{1N} 范围内调节。在不同的电压下，测出对应的 I_0 、U_{20} 及 p_0 ，画出空载特性曲线 $I_0=f(U_1)$ ，$p_0=f(U_1)$ ，如图 3.18 所示。在曲线上找出对应于 $U_1=U_{1N}$ 时的空载电流 I_0 和空载损耗 p_0 作为计算励磁参数的依据。

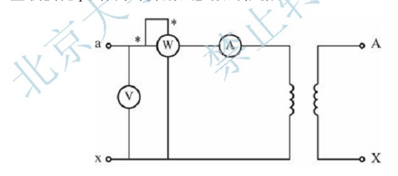


图 3.17 单相变压器空载实验接线图

根据所测数据可以求得

$$k=\frac{U_{20}}{U_{1N}}$$

$$I_0\%=\frac{I_0}{I_{1N}}\times 100\%$$

从空载运行时的等效电路可知，变压器空载时的总阻抗为

$$Z_0=Z_1+Z_m=(r_1+jx_1)+(r_m+jx_m)$$

通常 $r_m\gg r_1$ ，$x_m\gg x_1$ ，所以可认为 $Z_0\approx Z_m=r_m+jx_m$ ，$p_0=p_{Fe}=I_0^2r_m$ ，于是可计算出变压器的空载参数为



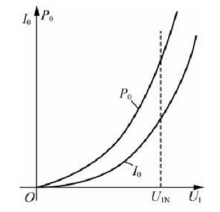


图 3.18 变压器的空载特性曲线

$$\begin{cases} Z_m = \dfrac{U_{1N}}{I_0} \\ r_m = \dfrac{p_0}{I_0^2} \\ x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2} \end{cases} \tag{3-39}$$

应当强调：①由于励磁参数与磁路的饱和程度有关，故应取额定电压下的数据来计算励磁参数；②对于三相变压器，U_1 、I_0 、p_0 均为每相值；③由于铁心磁路具有磁滞现象，调节电压测量数据时应单方向励磁；④由于空载实验是在低压侧进行的，所以计算所得的励磁参数是从低压侧看进去的数值。如果需要折算到高压侧，应将上述参数均乘以 k^2 。

3.4.2 变压器短路实验

变压器短路实验的目的是通过测量 U_k 、I_k 和 P_k ，计算变压器的短路阻抗 $Z_k = r_k + jx_k$ 及短路电压 $U_k\%$ 、额定短路损耗 P_{kN} 。

单相变压器短路实验的接线如图 3.19 所示。为了便于测量，通常在高压侧加电压，将低压侧短路。调节外加电压，使短路电流 I_k 在 0～1.2 I_{1N} 范围内变化，在不同的电压下测出 U_k 、I_k 和 P_k ，记录实验室的温度，画出短路特性曲线 $I_k = f(U_k)$ 和 $P_k = f(U_k)$ ，如图 3.20 所示。

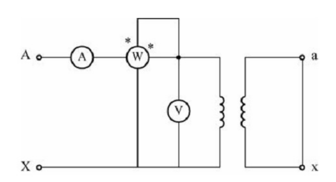


图 3.19 单相变压器短路实验的接线图

由于实验时外加电压比额定电压低得多，铁心中的主磁通很小，因此励磁电流很小，

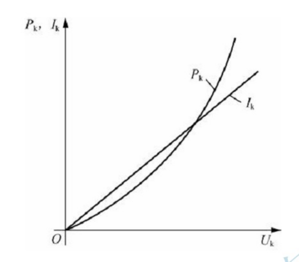


图 3.20　变压器的短路特性曲线

铁损耗很少，可以认为励磁回路开路，短路损耗即为绕组上的铜损耗，即 $P_k = p_{Cu} = I_k^2 r_k$。于是可计算出变压器的短路参数为

$$\begin{cases} Z_k = \dfrac{U_k}{I_k} \\ r_k = \dfrac{P_k}{I_k^2} \\ x_k = \sqrt{Z_k^2 - r_k^2} \end{cases} \tag{3-40}$$

因电阻随温度而变化，按照电力变压器的标准规定，应把室温下（设为 θ℃）测得的短路电阻换算到标准工作温度 75℃时的值，而漏电抗与温度无关。

对于铜线变压器

$$r_{k75℃} = \frac{234.5 + 75}{234.5 + \theta} r_k \tag{3-41}$$

对铝线变压器，将式（3-41）中的 234.5 换成 228 即可。

对应 75℃时的短路阻抗值为

$$Z_{k75℃} = \sqrt{r_{k75℃}^2 + x_k^2} \tag{3-42}$$

需要强调：①对于三相变压器，U_k、I_k 和 P_k 均为一相的数值；②当短路电流为额定值时，短路损耗称为额定短路损耗，用 P_{kN} 表示，换算到 75℃时的值为 $P_{kN} = I_{1N}^2 r_{k75℃}$；③短路实验在高压侧进行，得到的参数是从高压侧看进去的参数，要想得到从低压侧看进去的参数，必须进行折算。

在短路实验中，当一次绕组的电流为额定电流时，一次绕组所加的电压称为短路电压，换算到 75℃时的值为 $U_{kN} = I_{1N} Z_{k75℃}$，通常用它与额定电压之比的百分值来表示，即

$$U_k\% = \frac{U_{kN}}{U_{1N}} \times 100\% = \frac{I_{1N} Z_{k75℃}}{U_{1N}} \times 100\% \tag{3-43}$$

它是额定电流在短路阻抗上的压降，故也称作阻抗电压。

短路电压的有功分量（也称电阻压降）和无功分量（也称电抗压降）分别为





$$\begin{cases} U_{ka}\% = \dfrac{I_{1N} r_{k75℃}}{U_{1N}} \times 100\% \\ U_{k\mu} = \dfrac{I_{1N} x_k}{U_{1N}} \times 100\% \end{cases} \tag{3-44}$$

短路电压的大小反映了短路阻抗的大小，而短路阻抗又直接影响变压器的运行性能。从正常运行的角度看，希望短路电压小些，这样，当负载变化时，二次电压波动小；但从短路故障的角度看，则希望短路电压大一些，相应的短路电流就可以小些。一般中、小型电力变压器 $U_k\% = 4\% \sim 10.5\%$，大型电力变压器 $U_k\% = 12.5\% \sim 17.5\%$。

【例 3-1】 一台三相电力变压器，Y/Y 接线，额定容量 $S_N = 100\text{kVA}$，额定电压 $U_{1N}/U_{2N} = 6/0.4\text{kV}$，额定电流 $I_{1N}/I_{2N} = 9.63/144\text{A}$。在低压侧做空载试验，额定电压下测得 $I_0 = 9.37\text{A}$，$P_0 = 600\text{W}$；在高压侧做短路试验，测得 $I_k = 9.4\text{A}$，$U_k = 317\text{V}$，$P_k = 1920\text{W}$，实验时环境温度 $\theta = 25℃$。求折算到高压侧的励磁参数和短路参数及短路电压的百分值。

解：因为是 Y/Y 接线，所以每相值为

$$k = \frac{U_{1Np}}{U_{2Np}} = \frac{6000/\sqrt{3}}{400/\sqrt{3}} = 15$$

$$Z_m = \frac{U_{2Np}}{I_0} = \frac{400/\sqrt{3}}{9.37} = 24.7(\Omega)$$

$$r_m = \frac{P_{0p}}{I_0^2} = \frac{600/3}{9.37^2} = 2.28(\Omega)$$

$$x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2} = \sqrt{24.7^2 - 2.28^2} = 24.6(\Omega)$$

折算到高压侧的励磁参数为

$$Z'_m = k^2 Z_m = 15^2 \times 24.7 = 5558(\Omega)$$

$$r'_m = k^2_{r\,m} = 15^2 \times 2.28 = 513(\Omega)$$

$$x'_m = k^2 x_m = 15^2 \times 24.6 = 5535(\Omega)$$

短路参数为

$$Z_k = \frac{U_{kp}}{I_k} = \frac{317/\sqrt{3}}{9.4} = 19.5(\Omega)$$

$$r_k = \frac{P_{kp}}{I_k^2} = \frac{1920/3}{9.4^2} = 7.24(\Omega)$$

$$x_k = \sqrt{Z_k^2 - r_k^2} = \sqrt{19.5^2 - 7.24^2} = 18.1(\Omega)$$

对铜线变压器，折算到 75℃时的短路参数为

$$r_{k75℃} = r_k \frac{234.5 + 75}{234.5 + \theta} = 7.24 \times \frac{234.5 + 75}{234.5 + 25} = 8.63(\Omega)$$

$$Z_{k75℃} = \sqrt{r_{k75℃}^2 + x_k^2} = \sqrt{8.63^2 + 18.1^2} = 20(\Omega)$$

$$P_{kN} = 3 I_{1N}^2 r_{k75℃} = 3 \times 9.63^2 \times 8.63 = 2400(\text{W})$$

$$U_{kN} = \sqrt{3} I_{1N} Z_{k75℃} = \sqrt{3} \times 9.63 \times 20 = 334(\text{V})$$

短路电压及其有功分量和无功分量百分比分别为

$$U_k\% = \frac{U_{kN}}{U_{1N}} \times 100\% = \frac{334}{6000} \times 100\% = 5.57\%$$

$$U_{ka}\% = \frac{I_{1N} r_{k75℃}}{U_{1Np}} \times 100\% = \frac{9.63 \times 8.63}{6000/\sqrt{3}} \times 100\% = 2.40\%$$

$$U_{k\mu}\% = \frac{I_{1N} x_k}{U_{1Np}} \times 100\% = \frac{9.63 \times 18.1}{6000/\sqrt{3}} \times 100\% = 5.03\%$$

3.4.3 变压器的标幺值

在工程计算中，许多参量往往不用实际值表示，而是用实际值与某一选定的该参量的基准值（与实际值同单位）之比来表示，称为该参量的标幺值（或相对值），即

$$标幺值=\frac{实际值}{基准值}$$

在变压器和电机中，通常取该参量的额定值作为基准值。例如取一次和二次额定电压 U_{1N}、U_{2N} 作为一次和二次电压的基准值；取一次和二次额定电流 I_{1N}、I_{2N} 作为一次和二次电流的基准值；取额定容量 S_N 作为变压器功率的基准值；取 $Z_{1N}=\frac{U_{1N}}{I_{1N}}$、$Z_{2N}=\frac{U_{2N}}{I_{2N}}$ 分别作为一次阻抗和二次阻抗的基准值。

为了区别标幺值和实际值，在实际的符号右上方标“*”来表示该量的标幺值。例如 $U_1^*=\frac{U_1}{U_{1N}}$，$I_1^*=\frac{I_1}{I_{1N}}$，$Z_1^*=\frac{Z_1}{Z_{1N}}=\frac{I_{1N}Z_1}{U_{1N}}$ 等。

采用标幺值表示时

$$\begin{cases} Z_m^* = \dfrac{Z_m}{Z_{1N}} = \dfrac{U_{1N}/I_0}{U_{1N}/I_{1N}} = \dfrac{U_{1N}^*}{I_0^*} = \dfrac{1}{I_0^*} \\ r_m^* = \dfrac{r_m}{Z_{1N}} = \dfrac{p_0/I_0^2}{U_{1N}/I_{1N}} = \dfrac{p_0/S_N}{I_0^{*2}} = \dfrac{p_0^*}{I_0^{*2}} \end{cases} \tag{3-45}$$

式（3-45）说明，无论用标幺值表示，还是用实际值表示，基本方程的形式不变。

标幺值与百分值相似，均属于无量纲的相对单位制，它们之间的关系是百分值=标幺值×100（%）。

采用标幺值有以下优点。

（1）标幺值可以简化各量的数值，并能直观地看出变压器的运行情况。例如某量为额定值时，其标幺值为1；若 $I_2^*=0.9$，表明该变压器带90%的负载。

（2）用标幺值表示时，电力变压器的参数和性能指标总在一定的范围之内，便于分析比较。例如短路阻抗 $Z_k^*=0.04\sim0.175$，空载电流 $I_0^*=0.02\sim0.10$。

（3）采用标幺值计算时，折算前、后的标幺值相等，因此不需要折算。例如

$$U'^*_2 = \frac{U'_2}{U_{1N}} = \frac{kU_2}{kU_{2N}} = \frac{U_2}{U_{2N}} = U_2^* \tag{3-46}$$

（4）三相变压器线电压、线电流的标幺值和相电压、相电流的标幺值相等。



3.5 变压器的运行特性

变压器一次绕组外接额定交流工频电压，对于二次绕组侧的负载来说，变压器就相当于它的电源，所以根据负载对电源的要求，很重要的一点就是电源的工作性能必须稳定。判断变压器运行性能好坏的特性指标有两个：外特性和效率特性。

3.5.1 变压器的外特性

变压器的外特性定义是当变压器一次绕组外接电压 U_1 不变，负载侧功率因数 $\cos\varphi_2$ 为常数时，变压器二次侧输出电压 U_2 和二次侧电流 I_2 的关系曲线，即 $U_2 = f(I_2)$ 。

由前边的分析知道，变压器的一次绕组和二次绕组均存在漏阻抗，所以在变压器运行有负载电流流经变压器绕组时，会在漏阻抗上产生电压降，所以变压器二次侧负载两端输出电压会产生相应的变化，输出电压随负载电流 I_2 变化趋势会随着负载性质的不同而不同。负载为感性负载时，特性曲线下垂；负载为容性负载时，特性曲线上扬。变压器带不同负载时的外特性如图 3.21 所示。

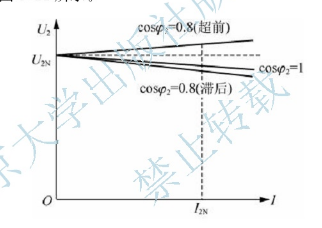


图 3.21 变压器的外特性

表征输出电压 U_2 随负载电流 I_2 的变化程度一般采用电压变化率这一性能指标。电压变化率的定义具体来说，就是变压器一次绕组外接工频额定电压，当负载功率因数一定，变压器空载运行时的二次输出空载电压 U_{20} 与变压器负载运行时的二次输出负载电压 U_2 之差再和二次额定输出电压 U_{2N} 之比，且当变压器空载运行时，有 $U_1 = U_{1N}$ ，$I_2 = 0$ ，$U_{20} = U_{2N}$ 。

电压变化率是衡量变压器输出电压稳定性的一项重要性能指标。

当变压器不在额定负载运行时，电压变化率可以表示为

$$\Delta U = I_2^* (R_k^* \cos\varphi_2 + X_k^* \sin\varphi_2) \times 100\% \qquad (3-47)$$

式中，$R_k^* = \dfrac{I_{1N}R_k}{U_{1N}}$ ，$X_k^* = \dfrac{I_{1N}X_k}{U_{1N}}$ ，$I_2^* = \dfrac{I_2}{I_{2N}}$ 。

3.5.2 变压器的效率特性

变压器的主要作用除了可以实现电压变换之外，还可以实现能量的传递，那么在能量

传递过程中，肯定会出现能量的损耗，所以变压器输出功率比输入功率小。

1. 变压器损耗

当变压器负载运行时，产生的损耗分为铁耗和铜耗两类。

当变压器空载运行时，由3.2节所述可知，铁损耗 p_{Fe} 近似等于空载损耗 p_0 。铜损耗是电流流过变压器一次绕组和二次绕组所造成的损耗，正比于电流的平方。当变压器短路运行时，只需要不到10%的额定电压就可以使短路电流达到额定值，此时主磁通很小，所以铁损耗和励磁电流可忽略，此时的短路损耗 p_k 就属于铜损耗，大小为

$$p_{Cu} = I_1^2 r_1 + I_2'^2 r_2' = I_2'^2 r_k = \left(\frac{I_2'}{I_{2N}'}\right)^2 I'^2_{2N} r_k = \alpha^2 p_k \tag{3-48}$$

式中，α 为负载系数，等于负载电流除以额定负载电流，即 $\alpha = I_2^*$ 。

所以总损耗

$$\sum p = p_{Fe} + p_{Cu} \approx p_0 + \alpha^2 p_k \tag{3-49}$$

通过空载实验和短路实验，可方便计算获得 p_0 和 p_k 。

2. 变压器效率

变压器效率的定义是指变压器输出功率 P_2 和输入功率 P_1 之比，可以表示为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{P_1 - \sum p}{P_1} \times 100\% \tag{3-50}$$

因为变压器的电压变化率很小，大约5%，忽略不计时，会有

$$U_2 = U_{20} = U_{2N}$$

$$P_2 = U_{2N} I_2 \cos\varphi_2 = U_{2N} \alpha I_{2N} \cos\varphi_2 = \alpha S_N \cos\varphi_2 \tag{3-51}$$

所以变压器效率可表示为

$$\eta = \frac{\alpha S_N \cos\varphi_2}{\alpha S_N \cos\varphi_2 + p_0 + \alpha^2 p_k} \times 100\% \tag{3-52}$$

一般电力变压器的效率会达到95%以上。

3. 变压器效率特性

变压器的效率特性是指变压器的效率随负载系数 α 或负载电流 I_2 的变化趋势。由式(3-52)可以推出

$$\frac{d\eta}{d\alpha} = 0 \Rightarrow \alpha = \sqrt{p_0 / p_k} \Rightarrow \alpha^2 p_k = p_0 \Rightarrow p_{Cu} = p_{Fe} \tag{3-53}$$

可见，当变压器的可变损耗等于不变损耗时，变压器的效率达到最大。图3.22所示为变压器的效率特性。

从图3.22中可看出，负载比较小时，变压器效率会随着负载的增加而增大；负载较大时，变压器的效率则会随着负载的增加而减小。

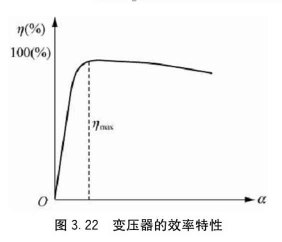


图 3.22 变压器的效率特性

3.6 三相变压器

当前国内普遍采用三相供电方式，所以在日常生产和生活中，三相变压器的使用相当广泛。在对三相变压器进行定性分析和定量计算时，往往认为三相变压器所带的三相负载是对称的，每相电压和电流的大小均相等，但是相位互差 120°。所以实际上，可以选取变压器三相中的任意一相来分析，前面分析单相变压器的电压平衡方程式、等效电路和相量图均适用。但是三相变压器毕竟还有自己独特的特点，比如磁路、连接组别等方面，下面进行详细分析。

3.6.1 三相变压器磁路系统

由于变压器的结构不同，其磁路系统也不同。本处以三相芯式变压器结构为例，如图 3.23 所示，将三相规格相同的单相变压器各自取出一个铁心柱合为一根公用的铁心柱。这样一来，三相变压器的磁路对称并且彼此相关，因为三相磁通大小相等，则通过中间铁心柱的磁通就可以表示成 $\sum \dot{\Phi}_{\mathrm{m}} = \dot{\Phi}_{\mathrm{A}} + \dot{\Phi}_{\mathrm{B}} + \dot{\Phi}_{\mathrm{C}} = 0$ ，因此可以将公用的铁心柱省略，如图 3.23（b）所示，这样并不会影响三相变压器的磁路。为了方便生产，通常将 3 根铁心柱放在相同平面上，就变成了图 3.23（c）所示的结构。可见，三相芯式变压器每一相的磁路要想闭合，必须借助于其他两相，又因为中间相的磁路短于其他两相，所以当外接三相对称电压时，三相绕组的励磁电流并不相等，中间相的励磁电流最小。这种不对称，并不影响变压器的正常运行，所以常常忽略不计。

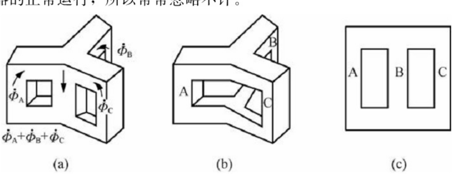


图 3.23 三相芯式变压器磁路演变过程

3.6.2 三相变压器的联结方式

三相变压器由于其结构的特点，联结方式可以分为两种：星形（Y）联结和三角形（D）联结。所以，变压器一次绕组和二次绕组的组合方式就有 4 种：Y/Y、Y/D、D/Y、D/D。正是由于变压器一次绕组和二次绕组的不同联结方式，使得变压器的分析变得复杂，出现不同的相位差，增加了对引出线的判断难度。要想正确地判断一个绕组的极性和相位，首先应清楚以下几个问题。

1. 符号规定

习惯上，高压绕组采用 A、B、C（或 U、V、W）表示绕组的首端，用 X、Y、Z 表示绕组的末端；低压绕组采用 a、b、c（或 u、v、w）表示绕组的首端，用 x、y、z 表示绕组的末端。

2. 同名端

为了弄清变压器一次绕组和二次绕组的电动势之间的相位关系，首先说明一个概念——同名端。所谓同名端，是指在任意瞬时，当变压器一次绕组的某一端为高电位时，二次绕组就相应有一端也为高电位，并始终保持极性一致，则这两个绕组的相同极性端就称为同极性端或同名端。相应地，同时为低电位的一次绕组和二次绕组的绕组端点也称为同名端。同名端用“*”或“·”标记。

3. 电动势矢量的方向和绕组的同名端之间的关系

如何判断原、副边两侧的电动势正方向是否相同呢？通常的做法是当原、副边两侧的电动势正方向都是从相同的极性端或同名端指向另一端时，认为原、副边绕组电动势同相位或同方向；否则，原、副边绕组电动势方向相反。

其中，掌握最基本的一点：同一磁柱上的原、副边绕组上的电动势总是在同一轴向上，方向也只有两种可能，或为同方向或为反方向，如图 3.24 所示。

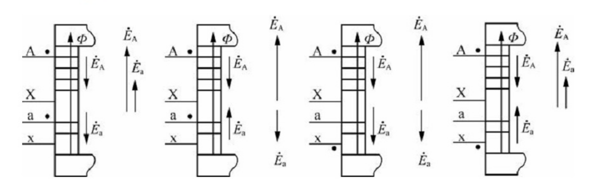


图 3.24 同一磁柱上原边与副边电动势方向的判定

4. 变压器连接组别的判定方法

按照惯例，用变压器一次绕组和二次绕组电动势的相位差来表示变压器的接线组别，常常采用时钟表达方式。将变压器一次绕组的线电动势 $\dot{E}_{AB}$ 作为时钟的分针，二次绕组的线电动势 $\dot{E}_{ab}$ 作为时钟的时针，并将两者画在一起，在 $\dot{E}_{ab}$ 和 $\dot{E}_{AB}$ 之间的相位差确定后，将



两个矢量同时旋转，使矢量 $\dot{E}_{AB}$ 指向 12 点方向，则变压器一次绕组和二次绕组电动势之间的相位差就通过时钟的钟点很清楚地表示出来了。

5. 判断变压器连接组别的步骤

(1) 首先，确定同一磁柱上的一次绕组和二次绕组相电动势的方向，如果电动势 $\dot{E}_A$ 和 $\dot{E}_a$ 都是从相同的极性端或同名端指向另一端时，则方向为同向，否则为反向。

画时，可以先确定 A 相，其余相电动势可以根据对称性依次画出。这样可以分别画出原边和副边的矢量图。为了观察方便，通常将 $\dot{E}_A$ 和 $\dot{E}_a$ 适量画在同一起点上或同一轴线上，以便于比较和分析。

(2) 其次，分别连接原、副边的相电动势，画出原、副边各自的线电动势。画时，可以先画出 A 相原边的线电动势 $\dot{E}_{AB}$ 和副边的线电动势 $\dot{E}_{ab}$，然后，依次画出其他各相线电动势。在实际操作中，只画出一相就可以了。

(3) 最后，比较原边的线电动势 $\dot{E}_{AB}$ 和副边的线电动势 $\dot{E}_{ab}$，或其他各对应的线电动势之间的相位差，然后，将相量图整体旋转，将原边线电动势作为时钟的分针，使其指向 12 点方向；副边的电动势作为时钟的时针，根据时针的位置判断出是几点钟，从而确定变压器的接线组别。

对于 Y/Y 连接方式，最终得到的连接组别是 0、2、4、6、8、10 共 6 个偶数；对于 Y/D 连接方式，则最终得到的连接组别是 1、3、5、7、9、11 共 6 个奇数。

【例 3-2】 (1) Y/Y 接法线路如图 3.25 (a) 所示，试判断下列变压器的连接组别。

解：首先，根据同一磁柱上的原、副边绕组的同名端与电动势之间的关系是否一致来判定相电动势 $\dot{E}_A$ 和 $\dot{E}_a$ 相量是否同向。由图 3.25 (a) 可以看出，正方向都是指向同名端的，所以是同向的。

然后，根据三相交流电的对称性，画出矢量图，如图 3.25 (b) 所示。同时，画出原边线电压 $\dot{E}_{AB}$ 和副边线电压 $\dot{E}_{ab}$ 矢量，确定它们的相位差，从而确定几点钟，显然，在图 3.25 (b) 中的变压器组别是 Y/Y-0。图中画出两个同心的虚线圆是为了保证相量图的对称性。

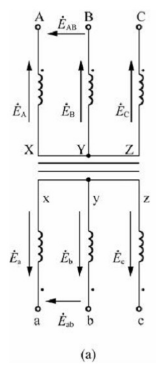
(2) Y/Y 接法线路如图 3.26 (a) 所示，试判断下列变压器的连接组别。

解：方法同上，显然，在图 3.26 (b) 中，$\dot{E}_{AB}$ 和 $\dot{E}_{ab}$ 之间相差 120°，时钟为 8 点钟。

(3) Y/D 接法线路如图 3.27 (a) 所示，试判断下列变压器的连接组别。

解：方法同上，显然，在图 3.27 (b) 中，$\dot{E}_{AB}$ 和 $\dot{E}_{ab}$ 之间相差 30°，时钟为 11 点钟。

总结以上画法，可以画出各种组别的相量图，从而辨别出不同变压器的组别。



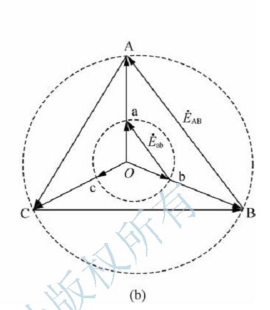


图 3.25　Y/Y－0 连接组别

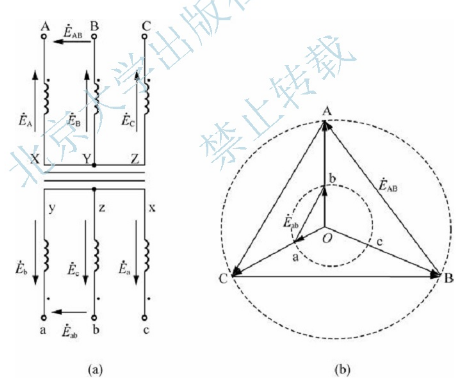


图 3.26　Y/Y－8 连接组别



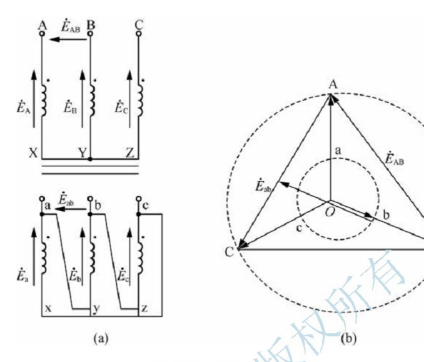


图 3.27 Y/D－11 连接组别

3.7 特殊变压器

3.7.1 自耦变压器

普通变压器是一次绕组和二次绕组缠绕在同一根铁心柱上，彼此绝缘，互相之间没有直接电路联系，只有磁的关系，通过电磁感应原理工作。而自耦变压器不同，它是将普通变压器中的一次绕组和二次绕组串联，变成一次绕组，取出一次绕组的部分作为自耦变压器的二次绕组，如图 3.28 所示，自耦变压器同普通变压器不一样，它的一次绕组和二次绕组之间既有磁路联系，又有直接电路的联系。

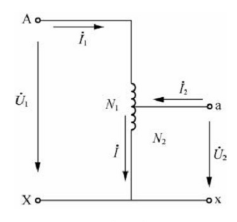
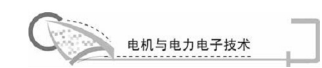


图 3.28 降压自耦变压器原理图

自耦变压器和额定容量相同的普通变压器相比，自耦变压器体积小、节省了原材料和



投资费用、损耗小、效率高，主要用于联系不同电压等级的电力系统。如果图 3.28 中 a 处的接线可以通过一定装置使其可沿着一次绕组上下滑动，在输入电压不变的前提下可得到不同的 U_2 值，这种自耦变压器在许多专业实验室中常见，常叫它调压器。

虽然自耦变压器结构与普通变压器不同，但是两侧的磁动势、电动势关系没有任何改变。

3.7.2 电压互感器

普通仪器在测量高电压、大电流信号时往往容易发生损坏，同时，可能危害到测量人员的人身安全，在这两种情况下，均需要对被测量的电压或电流信号进行变换，于是应运而生出了能够实现电压和电流信号变换的装置——电压互感器和电流互感器。

电压互感器实际上就是一台降压变压器，所以，其结构与单相变压器一样，具体结构如图 3.29 所示。电压互感器的一次绕组接在被测量的高电压上，二次绕组侧通过具有很大内阻的电压表形成回路，但是，由于电压表的内阻非常大，所以，实际上此时的互感器相当于工作在开路状态，也就是空载运行状态。

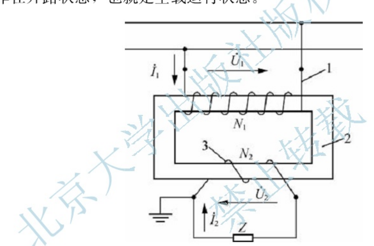


图 3.29 电压互感器结构原理图

由于一次绕组匝数 N_1 远远大于 N_2，所以，也符合了我们刚刚所介绍的电压互感器实际上是一个降压变压器的说法。要想知道被测量的高电压的大小，只要读出二次绕组所并联的电压表读数，再乘上变比 k 即可。

电压互感器在使用时应该注意以下问题。

(1) 电压互感器的二次绕组不允许短路，否则会产生很大的短路电流，损坏互感器的绕组。

(2) 电压互感器的二次绕组和铁心必须可靠接地，以保证安全。

(3) 当所测量的电压值一定时，二次负载的阻抗值不能太小，否则负载上所流经的电流过大，影响互感器的测量精度。

3.7.3 电流互感器

电流互感器实际上就是一台升压变压器，其结构和单相变压器一样，具体结构如图

3.30 所示。电流互感器的一次绕组接在被测量的高电流回路中，二次绕组则串接电流表形成回路，但是，由于电流表的内阻非常小，所以，实际上此时的互感器相当于工作在短路状态，也就是一台工作在短路状态的升压变压器。

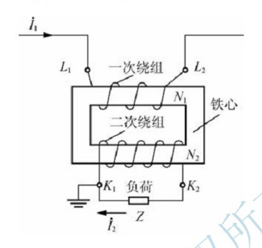


图 3.30 电流互感器结构原理图

由于一次侧绕组匝数 N_1 远远小于 N_2，所以，也符合了我们刚刚所介绍的电流互感器实际上是一个升压变压器的说法。要想知道被测量的大电流数值，只要读出二次绕组所串联的电流表读数，再除以变比 k 即可。

电流互感器在使用时应该注意以下问题。

(1) 二次绕组不允许开路，当二次绕组侧开路时，电流互感器就等同于变压器空载运行状况，一次绕组流经的电流就全部成为励磁电流，使铁心中的磁通迅速增加，不但可以使铁心过热损坏，同时会在二次绕组侧产生很高的电动势，可以击穿绝缘设备，危及操作人员的生命安全，所以，在使用或更换电流表时，二次绕组必须短路。

(2) 电流互感器的二次绕组和铁心必须可靠接地，以保证安全。

(3) 二次绕组侧所接仪表阻抗必须很小，否则会产生较大的阻抗压降，影响测量精度。

另外，在许多实验室或给仪表供电时，常用到隔离变压器，它就是一次和二次绕组匝数相等的普通变压器。

阅读材料：

法拉第、亨利与变压器

变压器是根据电磁感应定律，将交流电变换为同频率、不同电压交流电的非旋转式电机。因此，变压器是随着电磁感应现象的发现而诞生，经过许多科学家不断完善、改进而形成的。1888 年，英国著名物理学家弗来明 (J. A. Fleming，1849—1945 年) 在他的名著 *The Alternating Current Transformers* (交流变压器) 中开宗明义地说："At the head of this long line of illustrious investigators stand the pre-eminent names of Faraday and Henry. On the foundation-stones of truth laid done by them all subsequent builders have been content to rest" (在一大批研究变压器的杰出人士中，领头的是巨人法拉第和亨利，他们奠定了真理的基石，而所有后来者则致力于大厦的完成)。追溯变压器的发明史，还得从

法拉第和亨利说起。

1831 年 8 月 29 日，法拉第进行了磁生电的实验，发现了电磁感应现象。法拉第进行这个实验的装置实际上是世界上第一只变压器雏形，以后法拉第又做了数次实验。1831 年11 月 24 日，法拉第向英国皇家学会报告了他的实验及其发现，从而使法拉第被公认为电磁感应现象的发现者，他也顺理成章地成为变压器的发明人。

但实际上最早发明变压器的是美国著名科学家亨利。1830 年 8 月，时为纽约奥尔巴尼（Albang）学院教授的亨利利用学院假期，成功进行了磁生电实验。亨利还发现，改变线圈匝数可以将大电流变为小电流，也可将小电流变为大电流。实际上，亨利的这个实验是电磁感应现象非常直观的关键性实验，亨利的这个实验装置实际上也是一台变压器的雏形。但是，亨利做事谨慎，他没有急于发表他的实验成果，他还想再做一些实验。然而假期已过，他只得将这件事搁置一旁。后来他又进行了多次实验，直到 1832 年才将实验论文发表在《美国科学和艺术杂志》第 7 期上。但是，在此之前，法拉第已经公布了他的电磁感应实验，因此电磁感应现象的发明权只能归法拉第，变压器的发明权也非法拉第莫属了。亨利虽然非常遗憾地与电磁感应现象的发现权和变压器的发明权擦肩而过，但他在电学上的贡献、对变压器发明的贡献则是有目共睹的。特别值得一提的是，亨利的实验装置比法拉第的感应线圈更接近于现代通用的变压器。

小结

本章介绍变压器，首先对变压器的工作原理与结构进行了阐述。

变压器一次侧有输入，二次侧开路时，称为变压器的空载运行；若二次侧外接负载并形成回路时，称为变压器负载运行。本章首先介绍空载运行，包括空载运行时各电磁关系、等效电路及相量图；负载运行时情况较为复杂，除详细介绍其电磁关系之外，为了便于分析，根据一定的原则，常采用将一侧绕组折算到另一侧的方法进行分析，称为变压器绕组的折算，折算过后就可以绘制出变压器负载运行时的等效电路及其相量图。

变压器电磁参数众多，常采用空载实验和短路实验的方式获取一定的数据，进而推算出各电磁参数值。

在工程实际中，为了便于分析、称呼及使用，引入了标幺值的概念，它没有量纲，纯粹为了方便起见。

在运行特性方面，主要介绍了变压器的外特性和效率特性。

针对电力变压器领域主要采用的三相变压器，本章专门进行了介绍，包括其磁路系统、三相联结方式，并举例分析。

最后，针对一些较为常见的特殊变压器进行了简要介绍，包括自耦变压器（调压器）、电压互感器、电流互感器。

习题

1. 变压器空载时的主磁通是由__________产生的；而负载时的主磁通是由__________产生的。

2. 当电源频率一定时，变压器的主磁通幅值随电压升高而________，随一次绕组匝数增加而________。

3. 额定电压为220/110V单相变压器，低压边漏电抗 $x_1=0.3\Omega$，折合到原边后大小为________Ω。

4. 变压器的额定容量指的是额定状态下的________功率。

5. 变压器在负载情况下，简化后的等效电路，省略掉了________阻抗；把一次绕组漏阻抗和二次绕组漏阻抗合成为________阻抗。

6. 一般电压互感器的二次绕组匝数________一次绕组匝数；电流互感器的二次绕组匝数________一次绕组匝数。

7. 变压器油在变压器中起（　　）作用。

A. 绝缘介质　　　　　　　　B. 冷却介质

C. 绝缘介质和冷却介质　　　D. 防止器身与空气接触

8. 当变压器空载时，不考虑漏磁通，与其主磁通大小无关的是（　　）。

A. 铁心材质与几何尺寸　　　B. 输入电压

C. 电流频率　　　　　　　　D. 一次绕组匝数

9. 当变压器带电阻负载运行时，输入功率的性质为（　　）。

A. 全部是有功功率　　　　　B. 全部是无功功率

C. 有功功率和容性无功功率　D. 有功功率和感性无功功率

10. 下面关于变压器损耗的叙述中错误的是（　　）。

A. 变压器的损耗分为铁损耗和铜损耗两类

B. 变压器的损耗主要是铜损耗

C. 变压器短路运行时，主磁通很小，铁损耗和励磁电流均可忽略

D. 通过空载实验和短路实验，可以获得变压器的主要损耗值

11. 变压器能否对直流电压进行变换？为什么？

12. 变压器铁心的主要作用是什么？其结构特点怎样？

13. 当变压器空载运行时，为什么功率因数不会很高？

14. 当变压器负载运行时，绕组折算的准则是什么？

15. 什么电压互感器在工作时不允许二次侧短路？什么电流互感器在工作时不允许二次侧开路？

16. 有一台单相变压器，额定容量 $S_N=500\text{kV}\cdot\text{A}$，额定电 $U_{1N}/U_{2N}=10/0.4\text{kV}$，求一次侧和二次侧的额定电流。

17. 有一台三相变压器，额定容量 $S_N=2500\text{kV}\cdot\text{A}$，额定电压 $U_{1N}/U_{2N}=10/6.3\text{kV}$，Y/D连接。求一次侧和二次侧的额定电流。

18. 一台三相变压器，容量为 $S_N=60\text{kV}\cdot\text{A}$，用400V的线电压给三相对称负载供电，设负载为Y形联结，每相负载阻抗为 $Z_L=(3+\text{j})\Omega$，问此变压器是否可以带动该负载？

19. 一台三相变压器，$S_N=750\text{kV}\cdot\text{A}$，$U_{1N}/U_{2N}=10000\text{V}/400\text{V}$，$f=50\text{Hz}$，Y/D接法，原边绕组每相电阻 $r_1=0.85\Omega$，$x_1=3.55\Omega$，励磁阻抗 $r_m=201.98\Omega$，$x_m=2211.34\Omega$，试求：①原、副边额定电流 I_{1N}、I_{2N}；②变压器的变比 k；③空载电流 I_0 占

原边额定电流 I_{1N} 的百分数；④原边相电压、相电动势及空载时漏抗压降，并比较三者的大小。

20. 一台三相变压器，$S_N = 100\text{kV}\cdot\text{A}$，$U_{1N}/U_{2N} = 6000\text{V}/400\text{V}$，$I_{1N}/I_{2N} = 9.63\text{A}/144\text{A}$，$Y/y_n$ 接法，在环境温度 $\theta = 20℃$ 时进行空载和短路试验，测得数据见表 3-1。

表 3-1　空载试验和短路试验数据

空载试验（低压边加压）			短路试验（高压边加压）		
U_{20}/V	I_{20}/A	P_0/W	U_k/V	I_k/V	P_k/W
400	9.37	600	317	9.4	1920

试求：①变比 k 和励磁参数 Z_m，R_m，X_m；②短路参数 Z_k，R_k，X_k。

第4章

交 流 电 机

关键术语：交流电机绕组，绕组电动势和磁动势，旋转磁场，异步电机工作原理，转差率，三相异步电动机电磁分析，等效电路，功率和转矩，单相异步电动机起动，同步电机原理。

学过本章后，读者将能够：

理解交流电机绕组的基本概念，能读懂绕组接线图；

理解相绕组电动势公式，可熟练描述出交流电机旋转磁场的形成；

熟练掌握异步电动机工作原理、各额定值意义，以及转差率的概念；

借助三相异步电动机的等效电路，可熟练描述出各参数的物理意义，理解各电量关系式；

掌握三相异步电动机的功率关系、转矩关系；

了解三相异步电动机运行特性，理解空载实验和短路实验方法；

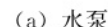
可自信地说出单相异步电动机没有自起动能力的原因；

能比较同步电机与异步电机在结构和工作原理方面的异同。

引例：

图4.1所示分别为农业灌溉或高层建筑物加压供水所用的水泵、家用洗衣机、工业自动化中的电动流水线和高铁列车，这些都需要电产生动力才能工作，它们大多是由交流电机拖动的。





(a) 水泵



(b) 洗衣机

图4.1　交流电机的应用场合举例



（c）工业自动化流水线



（d）高铁列车

图 4.1　交流电机的应用场合举例（续）

当然，交流电机应用场合远不止这些。据统计，全世界90%以上的电能由交流发电机产生，又有70%以上的电能被交流电动机所消耗。离开了交流电机，让人类的现代社会生活退后至少50年，这么说一点也不为过。

从运行原理上来说，交流电机包括异步电机和同步电机；从电源角度说，交流电机一般包括三相交流电机和单相交流电机；从机电能量转换角度又分为交流发电机和交流电动机。无论异步和同步，三相和单相，还是发电机电动机，交流电机都有一定的共性。本章从共性问题开始，逐步介绍常见的各类交流电机的原理、结构、电磁关系等知识。

4.1　交流电机的定义和分类

工作电源为交流电的电机统称为交流电机，如前所述，交流电机分为异步电机和同步电机两大类。

异步电机按相数分为三相异步电机和单相异步电机两类。由于异步电动机结构简单、价格便宜、运行可靠、易于控制，以及维护方便，因而其运用极为广泛，是所有电动机中运用最为广泛的一种。据统计，在电网的动力负载中，异步电动机占70%以上。例如，机床、轧钢设备、采矿设备、起重运输设备、水泵、鼓风机等，大部分都用三相异步电动机来拖动。单相异步电动机视在功率较小，在由单相交流配电系统供电的应用场合得到广泛应用，众多家用电器，例如，洗衣机、电风扇、电冰箱、空调等，常采用单相异步电动机作为动力。

同步电机按功能分为同步发电机和同步电动机两种。同步发电机运用得最为广泛，在现代电力系统中，绝大部分交流电能是由三相同步发电机发出的。当然，同步电机也可作为电动机使用。同步电机具有功率因数可调节的优点，可改善电网的功率因数。

异步电机和同步电机励磁方式和运行特性虽然有较大差别，但它们内部发生的电磁现象和能量转换原理是基本相同的，本章首先就交流电机的共性问题展开分析讨论，然后分别介绍各种交流电机。

4.2　交流电机的绕组

交流电机的绕组是指其定子上的绕组，一般称为电枢绕组。电枢绕组是交流电机的重





要部件，在电机工作时绕组将产生感应电动势，流过电流并产生电磁转矩，进而实现机电能量转换，是交流电机的心脏与枢纽。

绕组制造要花费大量工时，其所用导电材料和绝缘材料较贵，绕组又是电机中比较容易损坏的部分。因此，对交流电机绕组的设计和制造要求较高。

通常，交流电机的绕组需满足以下基本要求。

(1) 在一定导体数下，产生较大的基波电动势和基波磁动势。

(2) 在三相绕组中，要求各相的基波电动势及基波磁动势必须对称，即三相大小相等而相位上互差120°，并且三相阻抗也要求相等。

(3) 电动势与磁动势波形力求接近正弦波，即要求其谐波分量尽可能小。

(4) 用铜（铝）量要少。

(5) 机械强度和绝缘性能可靠，散热条件好，制造和维修方便。

交流绕组按槽内层数分为单层绕组和双层绕组，单层绕组又分为链式、交叉式和同心式绕组；双层绕组又分为叠绕组和波绕组；按每极每相槽数是整数还是分数来分，又分为整数槽绕组和分数槽绕组。

与直流电机的电枢绕组类似，交流电机绕组也是由结构和形状相同的线圈构成的，线圈可分为多匝线圈和单匝线圈，每个线圈包括有效边和端部两部分。

下面先介绍交流电机绕组的一些基本概念。

1. 电角度

一台电机转子铁心的端面是圆，其机械角度为360°。但从磁场角度看，一对N、S磁极便是一个交变周期，即一对磁极为360°电角度。若电机有p对磁极，则沿气隙的圆周的电角度为$p\times360°$。

2. 槽距角α

α为相邻两槽之间的电角度距离，其表达式为

$$\alpha=\frac{p\times360°}{Z} \tag{4-1}$$

式中，Z为电机的总槽数。

3. 每极每相槽数q

q为每个主极面下每相所占的槽数，其表达式为

$$q=\frac{Z}{2pm} \tag{4-2}$$

式中，m为交流电机（绕组）的相数。

4. 线圈节距y_1

一个线圈的两个有效边之间所跨的距离称为节距y_1，用槽数表示。线圈节距一般总是等于或小于极距。

5. 相带

相带为每个主极面下每相绕组所占有的宽度，用电角度表示。

一个主极面的宽度用电角度表示为180°，平均分配到m相。三相电机$m=3$，其相带为60°。如果将一对极所对应的定子铁心三等分，每相带为120°，也可得到三相对称绕组，但其性能不如60°相带，所以一般均采用60°相带绕组。

下面分别通过一个单层绕组和一个双层绕组来说明三相交流电机绕组的组成。

图4.2所示为三相单层绕组中一相绕组的连接图。该电机有2个主极，12个槽，每槽中放置一根导体，图中数字1，2，3，…表示它们的槽号。极距$\tau=Z/2p=12/(2\times1)=6$，每极每相槽数$q=12/(2\times1\times3)=2$，为整数槽绕组且$q>1$，表示组成每相绕组的$q$个线圈嵌放在沿圆周分布的相邻槽内，该绕组称为分布绕组（相对于集中式绕组来说）。可见，图4.2所示的绕组为三相单层整数槽分布绕组。

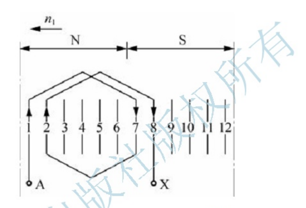


图4.2 三相单层绕组接线图（一相）

此电机每相绕组有4个槽，只能嵌放两个线圈，第一个线圈的两个圈边分别放在1和7号两个槽内，第二个线圈的两个圈边分别放在2和8两个槽内，线圈节距$y_1=\tau=6$，所以是整距绕组。然后，将两个线圈串联，即第一个线圈的圈边7和第二个线圈的圈边2相连，由1和8分别引出两根引出线，作为A相绕组的首端A和末端X，这样便形成了三相绕组中的一相。另外两相也可用同样的方法组成。

但需要注意的是三相绕组的3个首端之间应互差120°电角度。由于此电机的槽距角$\alpha=(1\times360°)/12=30°$，120°占4个槽，因此，A在1号槽，则B相绕组首端B应在5号槽，C相绕组首端C应在9号槽。各相所属的槽号见表4-1。

表4-1 绕组的每相槽号（单层、1对极）

极性	N极			S极		
相属	A	Z	B	X	C	Y
槽号	1，2	3，4	5，6	7，8	9，10	11，12

单层绕组每个槽内只有一个线圈边。这种绕组嵌线方便，且因为没有层间绝缘，槽的利用率高。单层绕组每个线圈的节距均相等且为整距。

图4.3所示为三相双层绕组中一相绕组的连接图。其数据为$m=3$，$p=2$，$Z=24$，极距$\tau=24/(2\times2)=6$，槽距角$\alpha=(2\times360°)/24=30°$，每极每相槽数$q=24/(2\times2\times3)=2$。图中以一实线和一虚线表示一个槽，实线表示上层圈边，虚线表示下层圈边，



按对称要求一个上层圈边和一个下层圈边构成一个线圈。

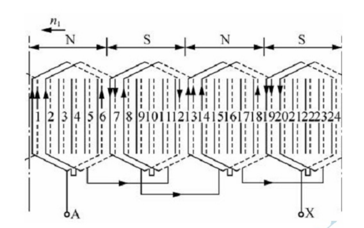


图 4.3　三相双层绕组接线图（一相）

绕组的上层圈边可按表 4－2 划分相带。如果下层圈边的划分，相对于上层圈边向左移过一个槽，线圈节距 $y_1=5<\tau$，则为短距绕组，如图 4.3 所示（1 号槽的上层圈边与 6 号槽的下层圈边属同一个线圈，以此类推）。采用短距绕组虽然会使线圈组的感应电动势比整距时小一些，但能有效地改善绕组电动势与磁动势的波形，并且还可以节省端部材料，故双层绕组大多采用短距。

表 4－2　绕组上层圈边的每相槽号（双层，2 对极）

极性	N 极			S 极		
相属	A	Z	B	X	C	Y
第一对极	1，2	3，4	5，6	7，8	9，10	11，12
第二对极	13，14	15，16	17，18	19，20	21，22	23，24

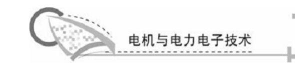
此外，由图 4.3 可知，不论是单层绕组还是双层绕组，每相处于同一主极下的线圈串联成一个线圈组。由于每个线圈组的合成电动势大小相等，相位相同或相反，故每个线圈组都可以独立成为一条支路。根据实际电机的需要，可将这些线圈组串联或并联。每相绕组的并联支路数用符号“a”表示。

4.3　交流电机绕组的电动势

在交流电机中，存在着一个旋转磁场，根据电磁感应定律，旋转磁场切割交流绕组产生感应电动势。

1. 导体电动势

当一根导体在磁场中运动时，在导体中会产生感应电动势。若磁场按正弦规律分布（$B=B_m\sin\omega t$），导体中的感应电动势也为正弦波。假设导体有效长度为 l，导体相对于磁场的运动速度为 v，则导体感应电动势的最大值为



$$E_{cm} = B_m l v \tag{4-3}$$

式中，B_m 为正弦波磁通密度的幅值。

若交流电机的旋转磁场相对于绕组的转速为 n，则 v 可表示为

$$v = \frac{2p\tau}{60}n = 2\frac{pn}{60}\tau = 2f\tau \tag{4-4}$$

式中，τ 为用长度单位表示的极距；f 为感应电动势的交变频率。导体每经过一对磁极，电动势就交变一次，故

$$f = \frac{pn}{60} \tag{4-5}$$

导体电动势的有效值大小为

$$E_c = \frac{E_{cm}}{\sqrt{2}} = \frac{B_m l v}{\sqrt{2}} = \frac{B_m l}{\sqrt{2}} \times 2f\tau = \sqrt{2} f B_m l \tau \tag{4-6}$$

当磁通密度按正弦分布时，每极磁通量 $\Phi = \frac{2}{\pi} B_m l \tau$，所以磁通密度幅值 $B_m = \frac{\pi}{2}\frac{\Phi}{l\tau}$，代入式（4-6）中，可得

$$E_c = \sqrt{2} f B_m l \tau = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f\Phi = 2.22 f\Phi \tag{4-7}$$

交流电机绕组的导体分布在各个槽中，空间位置不同，导体感应电动势的瞬时值不同，但所有导体感应电动势的幅值及有效值相同。空间位置不同的两根导体，其感应电动势在时间上的相位差，应等于它们在空间位置上相差的电角度。

2. 线圈电动势及短距系数

对单匝整距线圈来讲，组成线圈的两根导体在空间的位置正好相差一个极距 τ。这时，如果一根线圈有效边在 N 极的中心线上，则另一根正好处在 S 极的中心线上，如图 4.4（a）所示，其所处的磁场位置在空间相差 180°电角度，两根导体的感应电动势 $\dot{E}_c$ 和 $\dot{E}'_c$ 在时间相位上也必相差 180°电角度，瞬时值大小相等而方向相反。导体电动势参考方向如图 4.4（a）所示，则线圈电动势为

$$\dot{E}_t = \dot{E}_c - \dot{E}'_c = 2\dot{E}_c$$

相量图如图 4.4（b）所示，其有效值 $E_t = 2E_c$。

对单匝短距线圈来讲，组成线圈的两根导体在空间的距离小于一个极距 τ，如图 4.4（a）中的虚线所示。如果一根线圈边正好处在 N 极的中心线上，则另一个线圈边应处在比 S 极中心线短 $\frac{\tau - y_1}{\tau} \cdot 180°$的位置，其相量图如图 4.4（c）所示。此时的线圈电动势有效值为

$$E_t = 2E_c \cos\frac{\tau - y_1}{\tau}90° = 2E_c \sin\frac{y_1}{\tau}90° = 2E_c k_y \tag{4-8}$$

可见，由于短距的关系，使线圈电动势比整距时要小。短距绕组的电动势与整距绕组的电动势之比称为绕组的短距系数，用 k_y 来表示



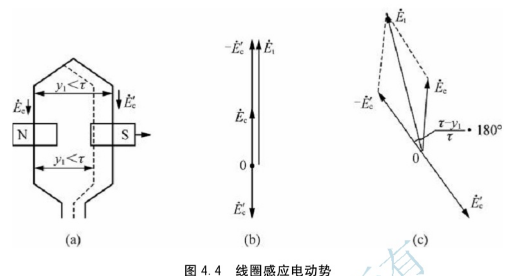


图 4.4　线圈感应电动势

$$k_y = \sin\frac{y_1}{\tau}90^\circ \tag{4-9}$$

在单层绕组中，不论绕组的实际节距是整距还是短距，k_y 都等于 1。

3. 线圈组电动势及分布系数

如前所述，每相处于同一主极下的 q 个线圈串联成一个线圈组。如果采用集中绕组，这 q 个线圈集中在一对槽当中，各个线圈的感应电动势大小相等，相位也相同，则线圈组的电动势有效值 E_q 等于 q 个线圈电动势的算术和，即

$$E_q = qE_t$$

实际上，交流电机绕组大多是分布绕组，q 个线圈分布在相邻的槽中。相邻两线圈的电动势在相位上相差一个槽距电角度 α，线圈组的电动势等于 q 个线圈电动势的相量和，如图 4.5（a）所示（设 q =3）。

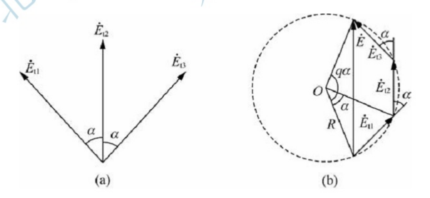


图 4.5　分布绕组电动势相量图

图 4.5（b）所示是线圈电动势相量图的另外一种画法，q 个线圈电动势相量组成一个正多边形的一部分，O 为多边形外接圆的圆心，R 为半径，且有

$$R = \frac{E_t}{2\sin\frac{\alpha}{2}}$$

所以，分布绕组的线圈组电动势有效值 E_q 为

$$E_q = 2R\sin\frac{q\alpha}{2} = E_t \cdot \frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{\sin\frac{\alpha}{2}} = qE_t \cdot \frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{q\sin\frac{\alpha}{2}} = qE_t k_q \tag{4-10}$$

式中，k_q 为分布绕组的电动势与集中绕组的电动势之比，称为绕组的分布系数。

$$k_q = \frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{\sin\frac{\alpha}{2}} \tag{4-11}$$

联立式（4-7）、式（4-8），代入式（4-11），可得

$$E_q = \sqrt{2}\pi fqk_y k_q \Phi = 4.44 fqk_N \Phi \tag{4-12}$$

式中，k_N 为绕组的短距系数 k_y 和分布系数 k_q 的乘积，称为绕组系数，即

$$k_N = k_y \cdot k_q \tag{4-13}$$

4. 每相绕组的电动势

根据以上分析，可得到交流电机每相绕组的感应电动势有效值大小为

$$E = 4.44 fNk_N \Phi \tag{4-14}$$

式中，Φ 为磁场的每极磁通；N 为每相绕组的串联匝数；Nk_N 可看作将短距分布绕组等效为整距集中绕组后的有效匝数。

4.4 交流电机绕组的磁动势

以三相交流电机为例，在其对称三相定子绕组中，通入对称三相交流电后，会在电机内产生一个旋转的磁场（磁动势），为什么呢？下面一步步分析。

1. 单相绕组的磁动势

图 4.6 所示为一单相集中绕组，其有效匝数为 $k_N N$，当正弦交流电 i（设 $i = I_m \sin\omega t$）通过该绕组时，建立的磁场如图 4.6（a）中的虚线所示。在图 4.6（a）中，相绕组 AX 通交流电产生的磁场的磁极对数 $p = 1$；在图 4.6（b）中，相绕组由 A_1X_1 和 A_2X_2 串联而成，产生的磁场的磁极对数 $p = 2$。

根据全电流定律，在图 4.6（a）中，每一闭合磁路的绕组磁动势大小为 $k_N Ni$。由图 4.6（a）可知，每一闭合磁路都两次穿过气隙，其余部分是通过定子与转子铁心。由于构成铁心的硅钢片比气隙的磁导率大得多，所以可以忽略铁心中所消耗的磁动势，认为每一闭合磁路的绕组磁动势 $k_N Ni$ 全部消耗在两端气隙上。每段气隙磁动势的大小为 $\frac{1}{2}k_N Ni$。若规定从转子穿过气隙进入定子的气隙磁动势为正，可画出沿气隙圆周磁动势分布的波形图，如图 4.6（a）下方曲线所示。可见，气隙磁动势波形为一矩形波，高度为 $\frac{1}{2}k_N Ni$，导体所在位置为磁动势方向改变的转折点。

由于导体中所通过的电流 i 为交流电，电流的大小和方向都随时间而变化，产生的磁



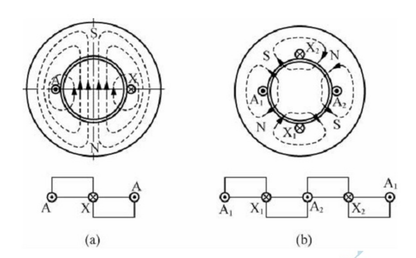


图 4.6　单相绕组产生的磁场

动势的大小和方向也随时间而改变，但磁动势波按矩形分布的空间位置不变。具有这种性质的磁动势，称为脉振磁动势，脉振磁动势在电机气隙内产生脉振磁场。

在图 4.6（b）中，磁极对数 $p=2$，线圈 A_1X_1 和 A_2X_2 的匝数是绕组匝数的一半，即为 $\frac{1}{2}k_NN$，线圈磁动势也为绕组磁动势的一半，每段气隙上的磁动势则为绕组磁动势的 1/4。

若电机磁场的磁极对数为 p，气隙磁动势则等于绕组磁动势的 1/（2 p），其表达式为

$$f_A=\frac{1}{2p}k_NNi=\frac{1}{2p}k_NNI_m\sin\omega t \tag{4-15}$$

式中，k_N 即为在推导感应电动势的表达式时所得出的绕组系数，其计算方法与感应电动势中的绕组系统相同。这是因为绕组采用分布和短距形式后，其对所产生的磁动势的影响，与对感应电动势的影响是相同的，作用效果是等同的，类似的推导过程在此不再重复。

在空间作矩形分布的脉振磁动势，可运用傅里叶级数分解成基波和一系列的高次谐波。高次谐波磁动势的值相对很小，但会在绕组中产生谐波电动势，这对电机的工作性能是不利的，所以必须设法削弱。基波磁动势是主要的工作磁动势，所以此处仅讨论基波磁动势。

分解后的基波磁动势表达式为

$$f_{A1}=\frac{2}{\pi}\frac{k_{N1}NI_m}{p}\sin\omega t\sin x=F_{\Phi1}\sin\omega t\sin x \tag{4-16}$$

式中，k_{N1} 为基波所对应的绕组系数；$F_{\Phi1}$ 为每相基波磁动势的幅值；x 为以 A_1（或 A）线圈边所在位置为起点，用电角度表示的沿气隙方向的空间距离。

基波磁动势的幅值 $F_{\Phi1}$ 为

$$F_{\Phi1}=\frac{2}{\pi}\frac{k_{N1}NI_m}{p}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{k_{N1}NI}{p}=0.9\frac{k_{N1}NI}{p} \tag{4-17}$$

式中，I_m 和 I 分别为正弦交流电的最大值和有效值。

2. 三相绕组的合成磁动势

三相交流电机工作时，其三相对称绕组中通过对称三相交流电流。对称三相交流电流 i_A 、i_B 和 i_C 的表达式分别为

$$i_A = I_m \sin\omega t$$
$$i_B = I_m \sin(\omega t - 120°)$$
$$i_C = I_m \sin(\omega t + 120°)$$

此外，由于B、C两相绕组在空间安排上，分别落后和超前A相绕组120°电角度。因此，三相绕组产生的气隙磁动势的基波可以分别表示为

$$f_{A1} = F_{\Phi 1} \sin\omega t \sin x$$
$$f_{B1} = F_{\Phi 1} \sin(\omega t - 120°)\sin(x - 120°)$$
$$f_{C1} = F_{\Phi 1} \sin(\omega t + 120°)\sin(x + 120°)$$

将三相绕组产生的基波气隙磁动势相加，并运用三角函数变换公式 $\sin\alpha\sin\beta = \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta)$ ，可得气隙中总的合成磁动势的基波为

$$\begin{aligned} f_1 &= f_{A1} + f_{B1} + f_{C1} \\ &= F_{\Phi 1}[\sin\omega t \sin x + \sin(\omega t - 120°)\sin(x - 120°) + \sin(\omega t + 120°)\sin(x + 120°)] \\ &= \frac{3}{2}F_{\Phi 1}\cos(\omega t - x) \\ &= F_{m1}\cos(\omega t - x) \end{aligned} \tag{4-18}$$

其基波幅值为

$$F_{m1} = \frac{3}{2}F_{\Phi 1} = \frac{3}{2} \times 0.9 \times \frac{k_{N1}NI}{p} = 1.35 \times \frac{k_{N1}NI}{p} \tag{4-19}$$

对式（4-18）分析可得如下结论。

（1）当 $\omega t = 0°$ 时，合成磁动势基波 $f_1 = F_{m1}\cos(-x)$ ，其最大值 F_{m1} 出现在 $x = 0°$ 处，如图4.7中的实线所示。

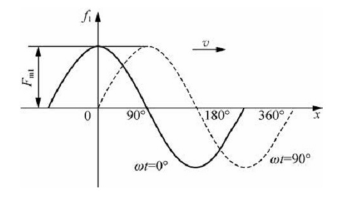


图4.7　三相绕组合成磁动势的基波

（2）当 $\omega t = 90°$ 时，合成磁动势基波 $f_1 = F_{m1}\cos(90° - x)$ ，其最大值 F_{m1} 出现在 $x = 90°$ 处，如图4.7中的虚线所示。



由此可见，f_1 为一沿空间按正弦规律分布、幅值恒定不变，但随着时间的推移，整个正弦波沿 x 的正方向移动的磁动势波。由于电机的气隙是一个圆，故此移动的磁动势波即为一个旋转的磁动势波。

由图 4.7 可见，当 ωt 从 0°变化到 90°时，即时间 t 从 0 变到 $T/4$（T 为电流变化的周期）时，电流变比 1/4 周期，此时磁动势波沿 x 轴正方向移动了 90°空间电角度，相当于 1/4 基波波长所占的电角度。于是，当电流变化一个周期 T 时，磁动势波将移动 $4\times 90°=360°$电角度，即一个波长。

由于电流每分钟变化 $60f$ 个周期，则磁动势波每分钟移动 $60f$ 个波长，而电机气隙圆周共有 p 个波长，故得旋转磁动势波的转速为

$$n_1=\frac{60f}{p}\ (\mathrm{r/min}) \tag{4-20}$$

由于在异步电机中，其转子速度不可能与该转速同步。而在同步电机中，其转子转速与该转速同步，故磁动势转速 n_1 便称为同步转速。

3. *旋转磁场*

由前面的分析可知，三相对称交流绕组通入三相对称交流电时，产生一个以同步转速 n_1 旋转的磁动势。由该旋转磁动势产生电机内的旋转磁场，其转速也为同步转速 n_1 。

以下分析电机内旋转磁场的旋转方向。如图 4.8 所示，以 2 极电机为例，每相绕组以一个集中绕组线圈表示，电角度表示的空间距离 x 的起点在 A 线圈边处。

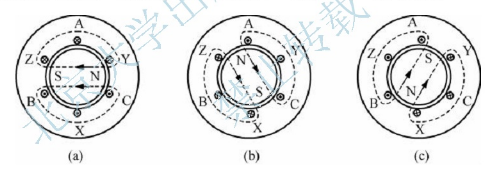


图 4.8　三相电枢绕组旋转磁场

当 $\omega t=90°$ 时，如图 4.8（a）所示，A 相电流值达到最大，$i_A=I_m$，$i_B=i_C=-\frac{1}{2}I_m$，三相绕组的合成磁动势基波 $f_1=F_{m1}\cos(90°-x)$ 的幅值，落在 A 相绕组的轴线上（$x=90°$）；当 ωt 再经过 120°，即 $\omega t=210°$ 时，如图 4.8（b）所示，B 相电流达到最大值，$i_B=I_m$，$i_A=i_C=-\frac{1}{2}I_m$，此时 $f_1=F_{m1}\cos(210°-x)$ 幅值处在 $x=210°$，即三相绕组的合成磁动势基波的幅值，落在 B 相绕组的轴线上；当 $\omega t=330°$ 时，如图 4.8（c）所示，C 相电流达到最大，三相绕组的合成磁动势基波的幅值，便落在 C 相绕组的轴线上。

可见，当某相电流达到最大值时，三相合成磁动势基波的幅值就落在该相绕组的轴线上。若电流相序为 A—B—C—A，则磁场旋转方向为 A 轴—B 轴—C 轴，如图 4.8 所示，旋转磁场的转向与三相电流的相序一致。因此，若要改变旋转磁场方向，只需改变电流相序，即将三相绕组任意两相对调。

4.5　异步电机的结构与原理

4.5.1　异步电机基本结构

异步电机和直流电机的基本结构一样，有一个固定部分，叫作定子；有一个旋转的部分，叫作转子。定、转子之间有一个很小的空气间隙。依据转子结构的不同，异步电机分为鼠笼式异步电机和绕线式异步电机，两种电机的定子部分基本相同。图 4.9 所示为鼠笼式异步电机结构图，图 4.10 所示为绕线式异步电机转子外形图。

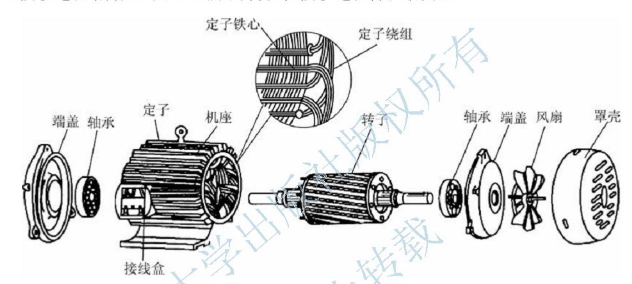


图 4.9　鼠笼式异步电机结构部件图

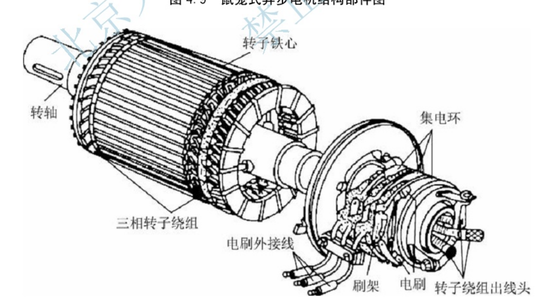


图 4.10　三相绕线式异步电机转子外形图

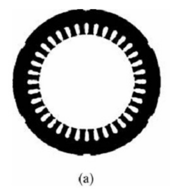
1. 定子

异步电机定子主要包括定子绕组、铁心、机座及端盖等。



定子绕组是电机的电路，其作用是产生感应电动势、流过电流、实现机电能量转换，相关在第 4.2 节已进行了详细介绍。

定子铁心的作用是作为电机磁路的一部分和嵌放定子绕组之用。为了减少交变磁场在铁心中引起的损耗，铁心一般采用 0.5mm 左右厚度的硅钢片（冲片）叠成，如图 4.11 所示。为了嵌放定子绕组，在定子冲片中均匀地冲制若干个形状相同的槽。



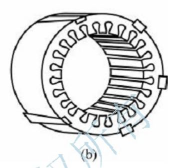


图 4.11　定子冲片与定子铁心

异步电机的机座主要起固定定子铁心和支撑电机的作用，要求其有足够的机械强度和刚度。中小型异步电机一般采用铸铁或铸铝机座，对微、小容量异步电机可采用铸铝机座，而对较大容量异步电机应采用钢板焊接机座。

端盖通过轴承起支撑转子的作用。

2. 转子

异步电机转子主要包括转子绕组、铁心和转轴三大部分。转子铁心是电机磁路的一部分，一般由 0.5mm 左右厚度的硅钢片冲制后叠压而成，图 4.12 所示为转子铁心冲片。转轴起支撑转子铁心和输出机械转矩的作用，转子绕组的作用是产生感应电动势、流过电流和产生电磁转矩。其结构形式有鼠笼式和绕线式两种。

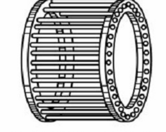


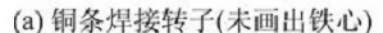
图 4.12　转子铁心冲片

（1）鼠笼式绕组。在转子铁心均匀分布的每个槽内各放置一根导体，在铁心两端放置两个端环，分别把所有的导体伸出槽外部分与端环联接起来。如果去掉铁心，则剩下来的绕组的形状就像一个松鼠笼子。这种鼠笼式绕组可用铜条焊接而成，也可以用铝浇铸而成，如图 4.13 所示。

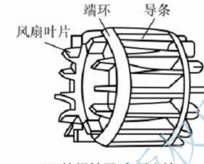
（2）绕线式绕组。从图 4.10 所示的绕线式转子外形图可见，绕线式转子的绕组不像鼠笼式绕组是内部自己闭合的，而是要引出到外面的。它是内部先接成与定子绕组相似的对称三相绕组，一般接成星形后，将 3 个出线端分别接到固定在转轴上的 3 个集电环上，






(a) 铜条焊接转子(未画出铁心)


(b) 铸铝转子



(c) 铸铝转子(未画出铁心)

图 4.13　鼠笼式转子（未画出中间的转轴）

再通过电刷引出来。绕线式转子的特点就是可以通过集电环（滑环）、电刷，在转子回路中接入放置在外部的附加电阻，以改善电机的起动性能，调节其转速，其接线示意图如图 4.14所示。

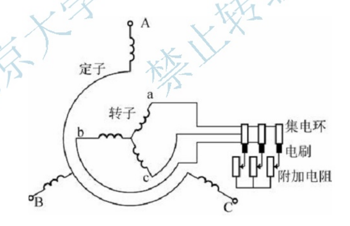


图 4.14　绕线式异步电机的转子接线示意图

3. 气隙

与直流电机一样，定、转子之间的空气间隙称为异步电机的气隙，它对电机的性能有重大影响。相对来说，异步电机的气隙平均更小，一般为 0.2～1.5mm。为了降低电机的空载电流和提高电机的效率，气隙应尽可能小，但气隙太小又可能造成定、转子在运行中发生摩擦，因此，异步电机气隙宽度应为定、转子在运行中不发生机械摩擦所允许的最小值。

4.5.2 异步电机的额定值

和直流电机、变压器等所有电机都一样，每台异步电机的机座上也都有一个铭牌，上面标有型号、额定值等。

1. 额定功率 P_N

对于异步电动机，额定功率是指电动机在额定方式下运行时，转轴上输出的机械功率，单位为 W 或 kW。对于三相异步电动机，额定功率为

$$P_N = \sqrt{3} U_N I_N \eta_N \cos\varphi_N \tag{4-21}$$

式中，η_N 为额定运行时的效率；$\cos\varphi_N$ 为额定运行时的功率因数。三相异步电动机的定子绕组可以接成星形或三角形。

对于异步发电机，额定功率是指发电机在额定方式下运行时，定子绕组引出线端输出的电功率。

2. 额定电压 U_N

额定电压是指电动机或发电机在额定方式下运行时，定子绕组应加的或输出的线电压，单位为 V 或 kV。

3. 额定电流 I_N

额定电流是指电动机或发电机在额定电压和额定功率状态下运行时，流入或流出定子绕组的线电流，单位为 A。

4. 额定频率 f_N

额定频率是指额定状态电源的交变频率，我国电网频率为 50Hz，简称工频。

5. 额定转速 n_N

额定转速是指在额定状态下运行时的转子转速，单位为 r/min。在通常情况下，异步电动机的额定转速略低于旋转磁场的转速，而异步发电机的额定转速略高于旋转磁场的转速。

6. 接线方式

接线方式是指电机在额定工作条件下，定子绕组线圈应采取的联结方式，有星形（Y）联结和三角形（△）联结两种。定子绕组的引出线集中在接线盒中。利用连接片可以构成不同的连接方式，通常采用图 4.15 所示的形式。

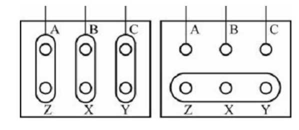


图 4.15 接线盒中的定子绕组接线方式

7. 绝缘等级

绝缘等级是指电机采用的导线的绝缘强度及耐热程度的等级，具体有相关标准参照执行。

8. 工作方式

工作方式是指电机是间歇性工作还连续工作。工作方式与电机功率有着紧密的关系。决定不同工作方式下电机功率的依据主要是绝缘和散热。对于连续工作的电机让其在间歇条件下工作，负载功率可略超过额定功率使用；而间歇工作方式下的电机，不能工作于连续工作条件下。如果必须使用，须降低功率使用。

4.5.3 异步电机的工作原理

以三相异步电机为例，重点介绍三相异步电动机的工作原理。

当三相异步电动机的三相定子绕组接三相交流电源时，定子绕组中流过三相对称交流电，在电机内产生按同步转速 n_1 旋转的旋转磁场。图 4.16 所示为一台 2 极异步电动机的示意图，磁场按顺时针方向旋转。

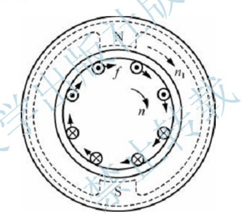


图 4.16 三相异步电动机的工作原理示意图

在电动机接通电源之初，电动机的转子还没有转起来，转子中的导体切割气隙磁力线产生感应电动势，用右手定则判断电动势方向如图 4.16 所示。由于转子绕组是闭合的，在转子绕组中便会有感应电流通过，在图 4.16 所示的瞬间，转子导体中电流（有功分量）的方向与感应电动势的方向相同。根据此时旋转磁场的极性和导体电流的方向，利用左右定则可判断出，所有转子导体均受到沿顺时针方向的切向电磁力。在该电磁力作用下，转子受到顺时针方向的电磁转矩的驱动。如果该电磁转矩能克服加在转子上的负载转矩，转子将沿着旋转磁场相同的方向旋转起来。当驱动转子旋转的电磁转矩与加在转子上的负载转矩相平衡时，转子便以某一转速 n 拖动生产机械稳定运行。这就是异步电动机的基本工作原理。

如若转子的转速 n 能加速到等于同步转速 n_1，转子绕组和气隙旋转磁场之间就没有了相对运动，转子绕组中也就没有感应电动势，电流和电磁转矩都为零。所以，这种情况是不可能出现的。异步电动机的转速 n 不可能达到旋转磁场的同步速度 n_1，n 与 n_1 之间总



是存在着差异，这就是这种电机称为“异步”电机的原因所在。

异步电机的同步转速 n_1 与转子转速 n 之差，与同步转速 n_1 的比值称为转差率，用 s 表示，即

$$s=\frac{n_1-n}{n_1} \tag{4-22}$$

转差率 s 是分析异步电机运行的一个重要参数。

异步电动机在正常工作时，$n_1>n>0$，$0<s<1$。下面为几种特定情况。

（1）当电动机接通电源而尚未开始转动时，这种状态称为堵转，又称起动瞬间，此时 $n=0$，$s=1$。

（2）当电动机转子转速达到同步转速时，此时 $n=n_1$，$s=0$。由于实际运行时这种情况是不可能出现的，故称之为理想空载。

（3）如果外力将异步电动机的转子拖向逆旋转磁场的方向转动，即 $n<0$，此时电磁转矩的方向与转子转向相反，成为阻碍转子转动的制动转矩，异步电动机处于制动运行状态。制动时，$n<0$，$s>1$。

如果用原动机拖动一台异步电机，使该异步电机的转子的转速高于旋转磁场的转速 n_1，即 $n>n_1$，此时 $s<0$ 为负数。转子绕组（导体）切割旋转磁场的方向与电动机状态时相反，转子转速与旋转磁场之间的相对运动方向改变，从而导体上感应电动势和电流的方向与电动机状态时的方向相反，电磁转矩的方向与转子转向相反，电磁转矩为制动性质。此时，异步电机从原动机由转轴输入机械功率，通过电磁感应由定子向电网输出电功率，此时该异步电机处于发电机状态。因此，和直流电机一样，异步电机也具有可逆性。不过异步电机主要用作电动机使用，只是在诸如风力发电等个别领域有使用异步发电机的情况。

从以上可见，根据转差率 s 的正负和大小，就可判断异步电机的运行状态。

【例4-1】 一台三相异步电动机，其额定转速 $n_N=980\text{r/min}$，电源频率 $f_1=50\text{Hz}$。试求：①电动机的极对数；②额定负载下的转差率；③若转速方向与旋转磁场方向一致，转速分别为970r/min、1030r/min时的转差率，并分别说明运行状态；④转速方向与旋转磁场方向相反，转速为500r/min时的转差率，此时又运行于何种状态？

解：（1）由于异步电动机正常运行的转差率一般很小，其转速应略低于同步转速 n_1，故 $n_1=1000\text{r/min}$，则

$$p=\frac{60f_1}{n_1}=\frac{60\times 50}{1000}=3$$

（2）在额定负载下的转差率

$$s_N=\frac{n_1-n_N}{n_1}=\frac{1000-980}{1000}=0.02$$

（3）当转速方向与旋转磁场方向一致时，若 $n=970\text{r/min}$，则

$$s=\frac{n_1-n}{n_1}=\frac{1000-970}{1000}=0.03$$

此时电机运行于电动机电动状态，电机拖动负载运行。

若 $n=1030\text{r/min}$，则

$$s=\frac{n_1-n}{n_1}=\frac{1000-1030}{1000}=-0.03$$

此时电机运行于发电机发电状态，电机输出电能。

（4）当转速方向与旋转磁场方向相反时，若 $n=500\text{r/min}$，则

$$s=\frac{n_1-n}{n_1}=\frac{1000-(-500)}{1000}=1.5$$

此时电机运行于电动机制动状态。

4.6 三相异步电动机的电磁分析

4.6.1 基本电磁关系

1. 异步电机磁通

由于三相异步电动机的定子和转子之间的能量传递是通过磁路耦合实现的，其过程和原理与变压器完全相似。定子绕组相当于变压器的原边绕组，而转子绕组则相当于变压器的副边绕组，所以三相异步电动机的定子和转子之间的电路与磁路分析完全可以参照变压器的分析方法学习。

三相电源通过定子上的对称三相绕组（相当于变压器的原边绕组）产生主磁通，空间对称的定子绕组中通入对称的三相电流所产生的主磁通将是圆形的旋转磁场。该磁动势产生的磁通分为主磁通和漏磁通。

所谓主磁通，是指同时交链定子绕组和转子绕组的磁通。其路径为由定子与转子之间的气隙，进入转子齿与铁心，出另一端转子齿，再次进入另一侧气隙，进入定子铁心，出另一端定子铁心，进入气隙。从而构成一完整的闭合路径，如图 4.17 所示。

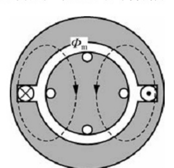


图 4.17 异步电机磁路

所谓漏磁通，是指在定子和转子的两端及引线部分和抽头等地方，未经定子和转子铁心而构成闭合路径的磁通。这些漏磁通不能起到在定子和转子之间传送能量的媒介作用，只在定子和转子的各自线圈绕组中起到电抗的作用。

2. 空载电流

三相异步电动机的空载电流是指三相异步电动机在电机轴头不带任何负载的情况下，

定子绕组中的电流。该电流与变压器的励磁电流一样，分为有功分量和无功分量。有功分量用来补偿建立磁通的过程中产生的铜损、铁损（磁滞损耗和涡流损耗）及轴承的摩擦损耗等附加损耗，而无功分量主要用来建立主磁通和漏磁通。于是有

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{0a} + \dot{I}_{0r}$$

三相异步电动机与变压器最显著的区别之一就是当空载时，转子不是静止的而是高速运转的，非常接近于同步转速，即 $n \approx n_1$ 。由于转子中的感应电动势与 $\Delta n = n_1 - n$ 成正比，转子感应电流的频率 f_2 与电源频率 f_1 成 s 倍的关系。所以，当 $\Delta n \approx 0$ 时，$s \approx 0$ ，$f_2 \approx 0$ ，转子感应电动势 $E_2 \approx 0$ ，转子线圈中此时无电流，即 $I_2 \approx 0$ ，相当于变压器空载，或副边开路。此时，定子（相当于变压器的原边）线圈中的电流也会很小，只起励磁作用，其所产生的主磁通也只与绕组两端的相电压有关。

3. 异步电动机空载运行时的电压平衡方程式

主磁通（旋转磁场）切割定子线圈时，在定子线圈中产生的感应电动势为

$$\dot{E}_1 = -\mathrm{j}4.44 f_1 N_1 k_{N1} \dot{\Phi} \tag{4-23}$$

$$\dot{E}_{1\sigma} = -\mathrm{j}x_1 \dot{I}_0 \tag{4-24}$$

式中，$\dot{E}_1$ 和 $\dot{\Phi}$ 分别为由有效值构成的定子绕组中的感应电动势相量和主磁通相量；f_1 、N_1、k_{N1} 及 x_1 分别为定子一侧的电源频率、绕组匝数、绕组分布系数及漏抗。

定子一侧的电压平衡方程为

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{I}_0 r_1 + (-\dot{E}_1) + (-\dot{E}_{1\sigma}) = \dot{I}_0 (r_1 + \mathrm{j}x_1) + (-\dot{E}_1) \\ &= \dot{I}_0 Z_1 + (-\dot{E}_1)\end{aligned} \tag{4-25}$$

与变压器相类似，有

$$\dot{E}_1 = -(r_m + \mathrm{j}x_m)\dot{I}_0 = -\dot{I}_0 Z_m \tag{4-26}$$

由此可得定子一侧的等效电路如图 4.18 所示。

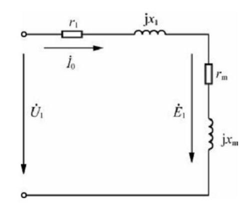


图 4.18 异步电机定子一侧等效电路图

通过以上分析可以看出，三相异步电动机与变压器十分相似，但又存在着如下的一些差异。

（1）主磁场性质不同。变压器为交变磁场，而电动机为旋转磁场。

(2) 由于异步电机定子铁心与转子铁心之间存在有间隙(气隙)。与变压器相比,建立同样的磁通,电机所需的励磁电流比没有间隙的变压器要大。

(3) 当电动机空载时,由于 $n_1 \approx n$,使得 $E_{20} \approx 0$,转子线圈中感应电流 $I_2 \approx 0$,转子回路为短路状态或开路状态(只适用于绕线电机)。而变压器却不同,空载时,$E_{20} \neq 0$,$I_2 = 0$,副边开路。

(4) 电动机的漏磁通要比变压器大得多,所以其漏抗也要比变压器大得多。

(5) 电动机可采用整距或短距分布绕组,计算电动势时应考虑绕组分布系数,而变压器则为整距,集中绕组。

4.6.2 转子静止时的电磁关系

1. 转子回路的电压方程与磁通势

当转子静止不转时,旋转磁场切割转子的速度为 $\Delta n = n_1$,转子中的感应电动势 E_{20} 达到最大。由于转子回路短路,产生很大的感应短路电流 I_{20}。转子的等效电路如图 4.19 所示。

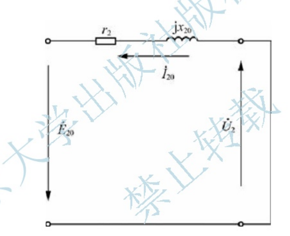


图 4.19 异步电机在静止状态下转子绕组等效电路图

由基尔霍夫电压定律得

$$0 = \dot{E}_{20} - \dot{I}_{20}(r_2 + jx_{20}) = \dot{E}_{20} - \dot{I}_{20}Z_2 \tag{4-27}$$

$$I_{20} = \frac{E_{20}}{Z_2} = \frac{E_{20}}{\sqrt{r_2^2 + x_{20}^2}} \tag{4-28}$$

式中,$Z_2 = r_2 + jx_{20}$;r_2 是转子绕组的电阻;x_{20} 是转子绕组在静止时的漏抗;E_{20} 和 I_{20} 分别为电机静止时转子绕组中的电动势与电流。

静止时,由于电动机处于静止状态或堵转状态,$s = 1$,$f_2 = f_1$。所以,转子中的感应电动势 E_{20} 和感应电流 I_{20} 与定子中的电压 U_1、电流 I_1 同频率。转子中的感应电动势为

$$\dot{E}_{20} = -j4.44 f_1 N_2 k_{N2} \dot{\Phi} \tag{4-29}$$

静止时的电动机转子中的电流为

$$I_{20} = \frac{E_{20}}{\sqrt{r_2^2 + x_{20}^2}} = \frac{4.44 f_1 N_2 k_{N2} \Phi}{\sqrt{r_2^2 + x_{20}^2}} \tag{4-30}$$



式中，漏抗 $x_{20}=2\pi f_1 L_{2\sigma}$ 。

根据电磁原理，转子中的感应电流也要产生磁场或磁动势，记为 $\dot{F}_2$ 。也就是说，在异步电动机定子与转子之间的气隙中的磁通或磁动势是一个合成磁场。因此，电动机间隙中的总的合成磁动势为

$$\dot{F}_1+\dot{F}_2=\dot{F}_0 \tag{4-31}$$

或

$$\dot{F}_1=\dot{F}_0-\dot{F}_2 \tag{4-32}$$

式（4－32）表明，定子绕组产生磁通势 $\dot{F}_1$ 将包含两个分量：一个分量就是空载时的励磁磁通势 $\dot{F}_0$ ，其作用是用来产生气隙间的主磁通或磁密。而另一个分量是 $-\dot{F}_2$ ，其方向与转子电流产生的旋转磁通势 $\dot{F}_2$ 方向相反，其作用就是用来抵消转子电流产生的旋转磁通势对主磁通的影响，以保持主磁通恒定不变。

2. 转子绕组的折算

为了分析方便、直观，我们将没有电路联系的两个等效电路——定子的等效电路与转子的等效电路通过折算后画在一起。折算的方法和思路与变压器的折算相同，折算的方向，既可以将定子一侧折算至转子一侧，也可以相反，但是，在一般情况下，为分析方便，采取由转子一侧向定子一侧折算。

由于转子绕组与定子绕组不一定为相同的相数，如绕线式三相异步电机的转子绕组与定子绕组相数相同，而鼠笼式异步电机转子中的铝条根数（一根铝条可以视为一相绕组）与定子绕组的相数就不同。因此，为不失一般性，不妨设定子绕组的相数为 m_1 ，转子绕组的相数为 m_2 。又由于定子磁动势与转子磁动势都作用在同一空间的中心线上，所以，磁动势之间的关系与变压器类似。于是有

$$\dot{F}_1=\frac{3}{2}\dot{F}_{\Phi 1}=\frac{m_1}{2}0.9\frac{N_1 k_{N1}}{p}\dot{I}_1 \tag{4-33}$$

$$\dot{F}_2=\frac{m_2}{2}0.9\frac{N_2 k_{N2}}{p}\dot{I}_2 \tag{4-34}$$

$$\dot{F}_0=\frac{m_1}{2}0.9\frac{N_1 k_{N1}}{p}\dot{I}_0 \tag{4-35}$$

将式（4－33）、式（4－34）、式（4－35）代入式（4－32）中，则有

$$\frac{m_1}{2}0.9\frac{N_1 k_{N1}}{p}\dot{I}_1+\frac{m_2}{2}0.9\frac{N_2 k_{N2}}{p}\dot{I}_2=\frac{m_1}{2}0.9\frac{N_1 k_{N1}}{p}\dot{I}_0 \tag{4-36}$$

整理后得

$$\dot{I}+\frac{1}{k_i}\dot{I}_2=\dot{I}_1+\dot{I}'_1=\dot{I}_0 \tag{4-37}$$

或

$$\dot{I}_1=\dot{I}_0-\frac{1}{k_i}\dot{I}_2=\dot{I}_0-\dot{I}'_2=\dot{I}_0+\dot{I}'_1 \tag{4-38}$$

式中，$k_i=\frac{m_1 N_1 k_{N1}}{m_2 N_2 k_{N2}}$ ，为异步电动机的定子电流与转子电流之比；$\dot{I}'_1$ 为定子一侧的补偿电流，其值为 $\dot{I}'_1=-\dot{I}'_2=-\frac{1}{k_i}\dot{I}_2$ 。

同理

$$\frac{\dot{E}_1}{\dot{E}_{20}}=\frac{\dot{E}_1'}{\dot{E}_{20}}=\frac{-\mathrm{j}4.44f_1N_1k_{N1}\dot{\Phi}}{-\mathrm{j}4.44f_1N_2k_{N2}\dot{\Phi}}=\frac{N_1k_{N1}}{N_2k_{N2}}=k_e \tag{4-39}$$

根据折算前后功率不变的等效原则，有

$$m_1\ (I_2')^2r_2'=m_2\ (I_2)^2r_2$$

$$r_2'=\frac{m_2\ (I_2)^2}{m_1\ (I_1')^2}r_2=\frac{m_1N_1k_{N1}}{m_2N_2k_{N2}}\cdot\frac{N_1k_{N1}}{N_2k_{N2}}r_2=k_i\cdot k_e\cdot r_2 \tag{4-40}$$

同理，漏抗折算后为

$$x_{20}'=\frac{m_2\ (I_2)^2}{m_1\ (I_1')^2}x_{20}=\frac{m_1N_1k_{N1}}{m_2N_2k_{N2}}\cdot\frac{N_1k_{N1}}{N_2k_{N2}}x_{20}=k_i\cdot k_e\cdot x_{20} \tag{4-41}$$

折算前后的阻抗角为

$$\varphi_{20}'=\arctan\frac{x_{20}'}{r_2'}=\arctan\frac{k_ik_ex_{20}}{k_ik_er_2}=\arctan\frac{x_{20}}{r_2}=\varphi_{20} \tag{4-42}$$

可见，折算前后，转子的阻抗角没有变。

3. 等效电路

从以上各关系式可以画出折算后的异步电动机在静止状态或堵转状态的等效电路，如图 4.20 所示。

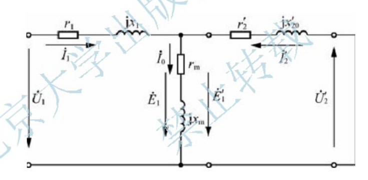


图 4.20　异步电机在静止或堵转状态下的等效电路图

这里应当注意：无论转子绕组的相数 m_2 为何值，折算至原边后，都将折算到定子绕组 m_1 相的各相绕组中，即 m_1 相电机应有 m_1 相（个）对称且相同的如图 4.19 中所示的单相等效电路。

等效电路图表明，三相交流异步电动机在静止状态下的情况与变压器在短路状态下的情况类似，等效电路也相同。

上述异步电机的等效电路，也可由其他方法推导得出。

4.6.3　转子旋转时的电磁关系

当三相异步电动机的转子静止时，气隙之间的旋转磁场切割转子线圈的速度为 n_1，但当转子以 n 的速度旋转起来后，气隙之间的旋转磁场切割转子线圈的速度就不再是 n_1 了，而是 $\Delta n=n_1-n$，也就是说，转子中的物理参数也都随之发生了变化。下面就电机转子旋转起来后的电磁关系进行分析。



1. 转子中的各个电磁量

(1) 转子绕组中电压电流的变化频率。因为 $\Delta n = sn_1 = s\dfrac{60f_1}{p} = \dfrac{60f_2}{p}$，所以可得

$$f_2 = sf_1 \tag{4-43}$$

从式 (4-43) 看出，转子从静止到旋转的过程前后，转子中的电动势与电流频率在旋转时为静止时的 s 倍。通过式 (4-43) 即可实现转子与定子绕组中电动势和电流频率的折算。

(2) 转子绕组中的感应电动势。同以上，转子中的电动势也因转子的旋转而与静止时不同，此时为

$$E_2 = 4.44f_2N_2k_{N2}\Phi = 4.44sf_1N_2k_{N2}\Phi = sE_{20} \tag{4-44}$$

从式 (4-44) 可以看出，转子从静止到旋转的过程前后，转子中的感应电动势的变化在旋转时为静止时的 s 倍。考虑到 s 远小于1，电机旋转时转子感应电动势相对静止时降低了很多。

(3) 转子绕组中的漏阻抗。转子中的电流也将产生磁场，也随着定子产生的旋转磁场一道旋转。该磁场与定子产生的磁场共同构成一个合成磁场。同时，它也会产生不切割(或交链) 定子线圈的漏磁通或漏抗 x_2，它与转子在静止时的漏阻抗的关系为

$$Z_2 = r_2 + \mathrm{j}x_2 = r_2 + \mathrm{j}2\pi f_2L_2 = r_2 + \mathrm{j}2\pi sf_1L_2 = r_2 + \mathrm{j}sx_{20} \tag{4-45}$$

式中，x_2 为转子旋转状态下的漏抗。可以看出，转子从静止到旋转的过程前后，转子电阻不变，旋转时的漏抗为静止时漏抗的 s 倍，这是因为电抗与频率有关。

(4) 转子中的电流。

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + x_2^2}} = \frac{sE_{20}}{\sqrt{(r_2)^2 + (sx_{20})^2}} = \frac{E_{20}}{\sqrt{(r_2/s)^2 + (x_{20})^2}} \tag{4-46}$$

不难发现，三相异步电机的转子电流在静止与旋转两种状态下的差别只是转子的回路电阻不同。只要把图 4.19 中的转子等效电阻 r_2 改为 r_2/s，异步电机在静止状态下转子绕组等效电路就可转换为在旋转状态下的转子等效电路了。

(5) 转子绕组的功率因数。

$$\cos\varphi_2 = \frac{r_2}{\sqrt{(r_2)^2 + (x_2)^2}} = \frac{r_2}{\sqrt{(r_2)^2 + (sx_{20})^2}} = \frac{r_2/s}{\sqrt{(r_2/s)^2 + x_{20}^2}} \tag{4-47}$$

可以看出，转子从静止到旋转，再上升为高速运转的过程中，s 越来越小，转子回路中的电阻保持不变，漏抗越来越小；或者说，转子回路中的电阻越来越大，漏抗保持不变。转子回路的功率因数也随转速的升高和转差率 s 的变小而越来越大。可见，转子在静止时漏抗最大，功率因数最小。

(6) 转子旋转时的磁通势。转子在旋转过程中，转子绕组中的电流也会产生磁通势，并且随着转子的旋转也同样在旋转，相对于转子的转速为 $\Delta n = n_1 - n$，而相对于定子绕组或静止部分的转速则为

$$\Delta n + n = n_1 \tag{4-48}$$

由此可见，在气隙中，转子电流产生的磁通势与定子产生的磁通势是同步的，因此，



该磁场将与定子产生的磁场共同构成一个合成磁场或磁通势。同时，它也会同样切割（或交链）定子线圈和转子线圈，并在其中产生感应电动势。

2. 转子旋转时的等效电路与相量图

首先应注意两个问题：转子在静止时，转子一侧向定子一侧折算相当于变压器的副边向原边折算；而转子在旋转时，转子一侧向定子一侧折算与变压器的副边向原边折算却是不同的。不同之处在于：定子一侧为静止，而转子一侧是旋转着的。因此，要想利用转子静止时折算的等效电路来对转子旋转情况进行分析，则需要分以下两步进行。

（1）首先，要将转子旋转的等效电路折算成转子不转（或堵转）时的转子等效电路。

转子旋转与转子不转之间的等效电路上的差异主要体现在转子频率的变化上和转差率上。比较转子静止时的转子电流表达式（4－28）和旋转时的电流表达式（4－46）可以看出，异步电机从静止到旋转，电路参数除转子回路等效电阻 r_2 变化外，其他没有什么变化。因此，不难画出电机在转子旋转状态下的等效电路，如图 4.21 所示。该图的等效电路相当于转子在静止状态下的等效电路。不同的是转子回路的等效电阻是 r_2/s 而不是 r_2 。

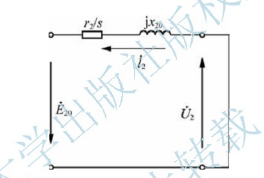


图 4.21　异步电机在旋转状态下转子绕组等效电路图

（2）然后，将转子回路电阻为 r_2/s 时的静止状态下的等效电路即转子旋转状态下的等效电路向定子一侧折算，即可得到折算后的转子在旋转状态下的异步电机等效电路如图 4.22所示。

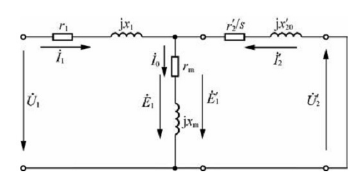


图 4.22　异步电机在旋转状态下的等效电路

为了便于与原静止时的等效电路（图 4.20）进行对照，不妨将图 4.22 中的转子电阻 r'_2/s 写成如下形式：

$$\frac{r'_2}{s}=r'_2+\frac{r'_2}{s}-r'_2=r'_2+\frac{1-s}{s}r'_2 \tag{4-49}$$

r_2'/s 分解后的等效电路与原静止等效电路的区别在于：相当于在原静止的等效电路中多了 $(1-s)r_2'/s$ 项。其等效电路如图 4.23 所示。

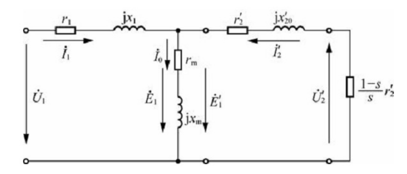


图 4.23　更改后的异步电机在旋转状态下的等效电路

等效电路中的 $(1-s)r_2'/s$ 电阻可以看作等效电路的负载电阻。该电阻上所消耗的能量等于电动机输出的电磁功率——机械功率。其物理意义是真实地反映出电动机静止和转动状态之间、电动机空载与带负载两种状态之间的关系。如电动机空载时，s 特别小，$(1-s)r_2'/s$ 近似为无穷大，相当于开路；带负载时，$I_2'^2(1-s)r_2'/s$ 等于输出的机械功率，而 $I_2'^2Z_2$ 则为转子自身损耗；堵转时，因为 $s=1$，$n=0$，所以 $(1-s)r_2'/s=0$，相当于短路，等效电路则同于静止时或堵转时的等效电路图。

根据等效电路及其电磁关系，可画出电动机在旋转状态下的矢量图，如图 4.24 所示。

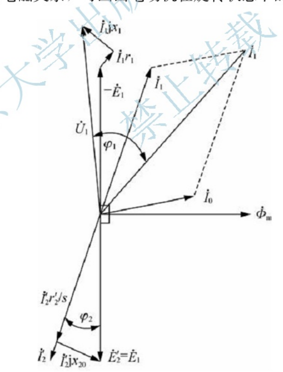


图 4.24　异步电机在旋转状态下的矢量图

4.7 三相异步电动机的功率和转矩

4.7.1 功率关系

通过前面几节的学习，利用电磁平衡方程、等效电路以及相量图等方法对三相异步电机的工作原理和各个物理量之间的关系进行了分析和描述，使我们对三相异步电机有了比较清晰的了解。这一节将从能量传递和功率关系的角度，利用表达式和能流图的形式，进一步对三相异步电机进行分析和描述。

三相异步电动机在运行时，通过定子绕组从电网吸收功率，并通过定子与转子之间的气隙向转子传递功率，转子又将得到的电磁功率转化为机械功率输出，并在转子轴上形成转矩以带动负载。这一点在三相异步电机的等效电路中体现得非常清晰。不过等效电路只描述了三相异步电机一相的工作情况，由电源（网）输入电动机的功率应为单相的 3 倍。由此可知，对 m_1 相电机而言，因为功率是标量，可以直接相加，得到 m_1 相的总功率

$$P_1 = m_1 U_p I_p \cos\varphi_1 = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos\varphi_1 \tag{4-50}$$

式中，U_p、I_p 为相值；U_1、I_1 为线值。

从图 4.23 所示的等效电路可以看出，输入电机的有功功率主要消耗在 r_1、r_m 和 r'_2/s 这 3 个等效电阻上了，它们分别是

定子一侧的铜损耗 $$p_{Cu1} = m_1 r_1 I_1^2 \tag{4-51}$$

铁心中的铁损耗为 $$p_{Fe} = m_1 r_m I_0^2 \tag{4-52}$$

通过气隙间的磁场传递给转子的电磁功率都消耗在 r'_2/s 上了，其表达式为

$$P_{em} = m_1 E'_2 I'_2 \cos\varphi_2 = m_1 I'^2_2 \frac{r'_2}{s}$$

或

$$P_{em} = m_1 I'^2_2 r'_2 + m_1 I'^2_2 \frac{1-s}{s} r'_2 = p_{Cu2} + P_m \tag{4-53}$$

式中，$P_m = m_2 I_2^2 \frac{1-s}{s} r_2 = m_1 I'^2_2 \frac{1-s}{s} r'_2$ 为电动机输出的总的机械功率；$p_{Cu2} = m_2 I_2^2 r_2 = m_1 I'^2_2 r'_2$ 为转子绕组的损耗或铜损。

通过气隙间的磁场传递给转子的有功功率，称为电磁功率。若从三相异步电机的输入端看，电磁功率等于输入功率减去定子一侧的铜损和空载时的铁损：

$$P_{em} = P_1 - p_{Cu1} - p_{Fe} \tag{4-54}$$

若从三相异步电机的输出端看，电磁功率等于转子铜损与输出机械功率之和：

$$P_{em} = p_{Cu2} + P_m \tag{4-55}$$

由上述两个表达式可知，电磁功率是电机输入的电功率转换为机械功率的中间功率。换句话说，电机输入的电功率是通过电磁功率转换为机械功率的。而电动机轴头输出的机械功率为总的机械功率减去机械损耗和少量的附加损耗。

$$P_2 = P_m - p_{mec} - p_{ad} \tag{4-56}$$

三相异步电动机中的总损耗为

$$\sum p = p_{Cu1} + p_{Fe} + p_{Cu2} + p_{mec} + p_{ad} \tag{4-57}$$

三相异步电动机总的有功功率之和为

$$P_1 = p_{Cu1} + p_{Fe} + p_{Cu2} + p_{mec} + p_{ad} + P_2 \tag{4-58}$$

这里，各种功率之间的关系通过数学表达式的形式描述的非常清楚，但公式略显较多，不便记忆。不妨将各个功率之间的关系用三相异步电动机能量流程图形象地表示出来，简称能流图，如图 4.25 所示。

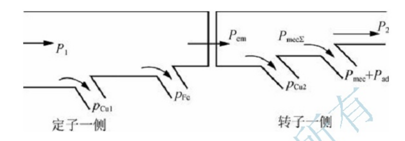


图 4.25 异步电机的能量传递与功率分配流程图

通过能流图，三相异步电动机的输入电功率 P_1 、定子回路损耗 p_{Cu1} 、磁路损耗 p_{Fe} ，由定子通过气隙磁场传递给转子的电磁功率 P_{em} 及转子回路的铜损 p_{Cu2} ，机械损耗 $p_{mec}+p_{ad}$ 和输出机械功率 P_2 之间的关系，一目了然，非常直观、形象。同时，由式（4－53）还可以看出，转子铜损耗与电磁功率、输出总的机械功率与电磁功率存在如下关系：

$$p_{Cu2} = m_1 r_2' I_2'^2 = sP_{em} \tag{4-59}$$

$$P_m = m_1 \frac{1-s}{s} r_2' I_2'^2 = (1-s)P_{em} \tag{4-60}$$

4.7.2 转矩平衡关系表达式

根据电路理论可知，只有电流的有功分量才能做功。由动力学知识可得

$$T_m = \frac{P_m}{\Omega} = \frac{(1-s)P_{em}}{2\pi n/60} = \frac{P_{em}}{2\pi n_1/60} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} \tag{4-61}$$

电动机的轴头输出转矩为

$$T_2 = \frac{P_2}{\Omega} = T_m - T_0 = \frac{P_m}{\Omega} - \frac{p_{mec}+p_{ad}}{\Omega} \tag{4-62}$$

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_1} = \frac{m_1 E_2' I_2' \cos\varphi_2}{2\pi n_1/60} = \frac{4.44 m_1 f_1 N_1 k_{N1} \Phi I_2' \cos\varphi_2}{2\pi f_1/p} \tag{4-63}$$

式（4－63）表明，三相异步电动机的电磁转矩与气隙磁通和转子电流的有功分量成正比。或者说，三相异步电动机的电磁转矩与气隙磁通和转子电流的乘积成正比。

【例 4－2】 一台三相鼠笼异步电机，额定功率为 3kW，额定电压为 380V，Y接法，额定转速为 957r/min。电机参数如下：$r_1 = 2.08\Omega$ ，$r_2' = 1.525\Omega$ ，$r_m = 4.12\Omega$ ，$x_1 = 3.12\Omega$ ，$x_2' = 4.25\Omega$ ，$x_m = 62\Omega$ ，机械损耗 $p_{mec} = 60W$ 。试分别求在额定转速时的定子电流、转子电流折算值、功率因数、效率及输出转矩。

解：额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1000 - 957}{1000} = 0.043$$

$$额定相电压 = \frac{U_N}{\sqrt{3}} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 220(\text{V})$$

设以 $\dot{U}_1$ 为参考轴，则 $\dot{U}_1 = 220\angle 0°$

定子电流：

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \dfrac{Z_2' Z_m}{Z_2' + Z_m}} = \frac{220\angle 0°}{2.08 + \text{j}3.12 + \dfrac{\left(\dfrac{1.525}{0.043} + \text{j}4.25\right)(4.12 + \text{j}62)}{\dfrac{1.525}{0.043} + \text{j}4.25 + 4.12 + \text{j}62}}$$

$$= 6.822\angle -36.41°(\text{A})$$

转子电流：

$$-\dot{I}_2' = \frac{\dot{I}_1 Z_m}{Z_2' + Z_m} = \frac{6.822\angle -36.41° \times (4.12 + \text{j}62)}{\dfrac{1.525}{0.043} + \text{j}4.25 + 4.12 + \text{j}62} = 5.49\angle -9.352°(\text{A})$$

功率因数：$\cos\theta_1 = \cos(-36.41°) = 0.8047$

输入功率：$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\theta_1 = 3 \times 220 \times 6.822 \times 0.8047 = 3622(\text{W})$

输出功率：$P_2 = 3I_2'^2 r_2' \dfrac{1-s}{s} - p_{mec} = 3 \times 5.49^2 \times 1.525 \times \dfrac{1-0.043}{0.043} - 60 = 3008(\text{W})$

效率：$\eta\% = \dfrac{P_2}{P_1} \times 100\% = \dfrac{3008}{3622} \times 100\% = 83.05\%$

输出转矩：$T_2 = \dfrac{P_2}{\Omega} = \dfrac{3008}{\dfrac{2\pi \times 957}{60}} = 30(\text{N} \cdot \text{m})$

4.8 三相异步电动机的运行特性与参数测定

4.8.1 三相异步电动机的工作特性

三相异步电动机的工作特性是指在额定的电压和频率条件下，电动机的转速 n 、输出转矩 T_2 、定子电流 I_1 、功率因数 $\cos\varphi$ 及效率 η 与输出功率 P_2 的关系（或曲线）。

1. 转速特性

转速特性是指在额定的电压和频率条件下，电动机的转速 n 与输出功率 P_2 的关系（或曲线），即 $n = f(P_2)$ 。

空载时，$s \approx 0$ ，$n = (1-s)n_1 \approx n_1$ 。

负载时，$0 < s \leqslant 1$ ，$n = (1-s)n_1$ ；当 $s = 0.01 \sim 0.05$ 时，转速特性近似为线性，如图 4.26 所示。

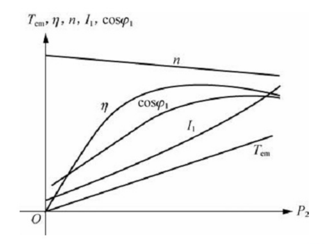


图 4.26　三相异步电动机的工作特性曲线

2. 转矩特性

转矩特性是指在额定的电压和频率条件下，电动机的输出转矩 T_2 与输出功率 P_2 的关系（或曲线），即 $T_2 = f(P_2)$ 。

空载时，$P_2 = 0$ ，$T_2 = P_2/\Omega = 0$ 。

负载时，$0 < s \leqslant 1$ ，$T_2 = P_2/\Omega \approx T_{em} - T_0$ ，结合式（4-63），可得转矩特性曲线如图 4.26 所示。

3. 定子电流特性

定子电流特性是指在额定的电压和频率条件下，电动机的定子电流 I_1 与输出功率 P_2 的关系（或曲线），即 $I_1 = f(P_2)$ 。

由电动机等效电路可以看出：随着负载的增加，转差率 s 增大，r'_2/s 减小，或 $(1-s)r'_2/s$ 越来越小，I_1 会越来越大。因此，定子电流特性曲线近似为一上升的直线。

4. 功率因数特性

功率因数特性是指在额定的电压和频率条件下，功率因数 $\cos\varphi$ 与输出功率 P_2 的关系（或曲线）。

图 4.26 中的功率因数曲线说明，随着负载的增加以及定子电流的有功分量的增加，功率因数呈上升趋势。在接近额定负载时，功率因数达到最大值；超过额定负载后，由于转速下降，转差率增大，转子电抗增大，功率因数减小。

5. 效率特性

效率特性是指在额定的电压和频率条件下，电动机的效率 η 与输出功率 P_2 的关系（或曲线），即 $\eta = f(P_2)$ 。

4.8.2　三相异步电动机的参数测定

与变压器类似，三相异步电动机通过空载实验和短路实验，可测定得到其各个参数值。

1. 空载实验

空载实验的目的是为了测定电动机的 r_m 、x_m 、p_{Fe} 、p_{mec} 。实验是在额定电压和额定频率的条件下进行的。实验的方法及步骤如下。

首先，在电动机不带机械负载的条件下，给电动机加电，并让电动机运行一段时间，使其机械损耗达到稳定值。

然后，将电压调到额定值的 1.1～1.3 倍，并从此时开始慢慢降低电压，直到电动机的转速发生明显变化，在这个过程中进行实验测量，记录电动机的电压 U_1 、空载电流 I_0 、空载功率 p_0 和转速 n ，并通过逐点描绘出空载特性曲线。如 $I_0 = f(U_1)$ 和 $p_0 = f(U_1)$ 。

由于异步电动机在空载时转速很高，$n \approx n_1$ ，$I_2 \approx 0$ ，电动机的空载损耗主要是定子的铜损耗、铁损耗及机械损耗和附加损耗，所以电动机的空载损耗为

$$p_0 = m_1 I_0^2 (r_1 + r_m) + p_{mec} + p_{ad} \tag{4-64}$$

机械损耗 p_{mec} 在转速变化不大时，可以认为是一个与电压无关的恒定值。对于三相异步电动机而言，有

$$z_0 = \frac{U_1}{I_0} \tag{4-65}$$

$$r_0 = r_1 + r_m = \frac{p_0 - p_{mec} - p_{ad}}{3I_0^2} \tag{4-66}$$

$$x_0 = x_1 + x_m = \sqrt{z_0^2 - r_0^2} \tag{4-67}$$

空载时，电动机的转差率 $s \approx 0$ ，转子可以看作是开路的，于是从电动机空载等效电路（图 4.27）可得

$$x_0 = x_m + x_1 \text{ 或 } x_m = x_0 - x_1 \tag{4-68}$$

$$r_0 = r_m + r_1 \text{ 或 } r_m = r_0 - r_1 \tag{4-69}$$

式中，x_1 可由下面的短路实验获得。

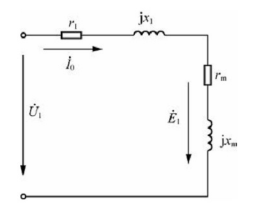


图 4.27　异步电机空载实验时的等效电路

2. 短路实验

短路实验的目的是为了测定异步电动机的短路阻抗，即转子电阻 r_2 和定、转子的电抗 x_1 和转子漏抗 x_2 。当然，定子电阻和绕线式电机的转子电阻可以用欧姆表或伏安法测定。



但是，由于交流绕组有集肤效应，直流电阻小于交流电阻，特别是鼠笼式转子绕组的电阻不可能直接进行测量，因此，通常都是通过短路实验来确定其短路参数的。

在短路实验时，首先，需要将电动机的转子堵住，使其不能转动。此时，电动机可以用工程上分析方便的等效电路来表示，如图 4.28 所示。等效电路表明，三相异步电动机此时的状态与变压器的副边短路时状态和等效电路是一样的，转子中的短路电流相当大。所以，称电动机在这个状态下的实验为短路实验。

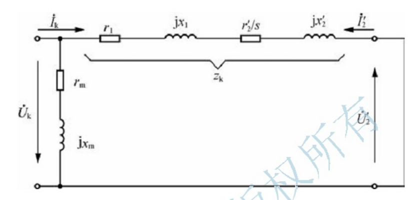


图 4.28　短路实验时的等效电路

然后，不断地调节定子电压的大小，使其从约 $0.4U_{1N}$ 开始，逐步降至 $0.25U_{1N}$ 左右。记录每次调节时定子的端电压、定子的短路电流和短路功率，并据此画出电动机的短路特性曲线，如图 4.29 所示。

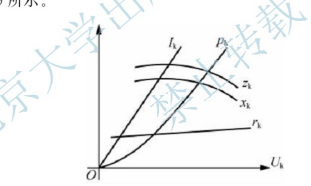


图 4.29　短路实验参数曲线

由于转子堵转，转子中的电流 I_2' 或 $I_1 \gg I_0$，$z_m \gg z_k$ 或 z_2'，所以忽略励磁电流 I_0，或将 z_m 所在支路开路不会造成较大的影响。根据短路实验每次测得的定子相电压 U_k、定子相电流 I_k 和输入的总功率 P_k，即可计算出每次异步电动机的短路阻抗 z_k、短路电阻 r_k 和短路电抗 x_k 的值为

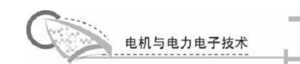
$$z_k = \frac{U_k}{I_k} = \sqrt{{r_k}^2 + x_k^2} = \sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_{20}')^2} \tag{4-70}$$

$$z_k = \frac{p_k}{I_k^2} \tag{4-71}$$

$$x_k = \sqrt{z_k^2 - r_k^2} \tag{4-72}$$

从而可在图 4.29 中画出 z_k、r_k 和 x_k 随 U_k 变化的曲线。

最后，还必须指出，短路实验就是堵转实验。电动机在堵转时，电动机的输出功率和



机械损耗功率均等于零，全部输入功率都变成定子铜耗和转子铜耗。如果定子绕组加上额定电压，电动机的电流就是直接起动时的电流，这个电流可达额定电流的 4～7 倍，瞬间即或将三相异步电动机因过热而烧毁。为了使电机绕组不致过热，实验时一般都是降低电源电压，如从 $U_1 = 0.4U_N$ 开始，逐步降低电压，测绘出电动机的短路特性 $I_k = f(U_1)$ 和 $p_k = f(U_1)$ 。

4.9 单相异步电动机

由单相电源供电的异步电动机称为单相异步电动机，其基本原理是建立在三相异步电动机基础上的，但是在结构和特性方面有不少差别。单相异步电动机定子绕组是单相绕组，其转子为笼型。工作时，定子绕组接在单相电源上，单相电流通过单相绕组会产生方位不变（与绕组轴线一致），而大小和方向随时间按正弦规律变化的脉振磁通势，从而产生脉振磁场。

4.9.1 单相异步电动机的工作原理

脉振磁通势可以分解为两个幅值相等、转速相同、转向相反的旋转磁通势，这一结论可以利用反证法通过图 4.30 来证明。图中给出了脉振磁通势 F 随时间按照正弦规律变化的波形，下面则画出了对应的两个幅值相等、转速相同、转向相反的旋转磁通势转到不同位置时的合成结果。图 4.30 表明，合成磁通势在任一瞬间都与对应的脉振磁通势的瞬时值相等。

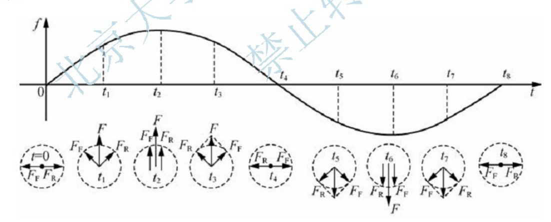
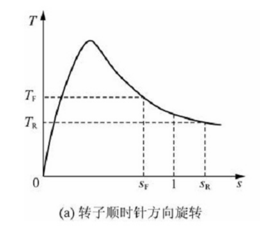


图 4.30 单相异步电动机脉振磁通势分解

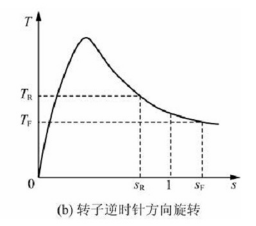
上述两个旋转磁通势产生的旋转磁场分别对转子产生方向相反的电磁转矩 T_F 和 T_R 。电磁转矩 T_{em} 与转差率 s 之间的关系曲线如图 4.31 所示。当转子静止不动时，即 $n = 0$ ，两个旋转磁场与转子之间的相对运动速度相等，它们与转子之间的转差率 $s_F = s_R$ ，因而 $T_F = T_R$ ，合成转矩 $T_{em} = 0$ ，即单相异步电动机没有起动转矩，不能自行起动。

当转子已经沿顺时针方向旋转时，转差率的变化如图 4.31（a）所示，可知 $T_F > T_R$ ，$T_{em} = T_F - T_R \neq 0$ ，电动机继续顺时针运行。当转子已经逆时针方向旋转时，转差率的变化如图 4.31（b）所示，可知，$T_F < T_R$ ，$T_{em} = T_R - T_F \neq 0$ ，电动机继续逆时针运行。





(a) 转子顺时针方向旋转



(b) 转子逆时针方向旋转

图 4.31 单相异步电动机电磁转矩与转差率的关系曲线

可见，单相异步电动机虽无起动转矩，却有运行转矩，只要能解决起动问题，便可以带负载运行。三相异步电动机接至电源的 3 根导线中若有一根断线，电动机便处于单相状态。因此，如果起动时断线，电动机将无法起动，时间一长，会因电流过大而烧坏；如果是运行中断线，电动机仍可继续运行，但电流相应增大，故负载一般不能超过额定负载的 30％才能保证其稳定运行。

4.9.2 单相异步电动机的起动方法

单行异步电动机的起动方法有两种，即分相起动和罩极起动。

1. 分相起动

如图 4.32 所示，采用这种起动方法的电动机定子上装有两个轴线在空间互差 90°的相绕组，W1W2 称为工作绕组，S1S2 称为起动绕组。起动绕组串联电容器后与工作绕组一起并联接于单相交流电源上，电容的作用是使 i_S 与 i_W 之间的相位差等于或接近 90°。相位相差 90°的两相电流，通过轴线在空间互差 90°的两相绕组，与三相电流通过三相绕组一样产生旋转磁场，从而产生起动转矩使电动机起动。

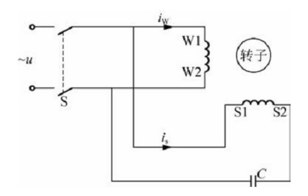


图 4.32 单相异步电动机两相起动示意图

电动机起动后，其运行方式有两种：一种是两相起动单相运行，这种电动机在起动绕组电路中串联了一个离心式开关，电动机起动后开关自动断开，电动机进入单相运行，这种电动机称为单相电容起动电动机；另一种是两相起动、两相运行，起动绕组电路中未接

离心式开关，起动和运行时电动机都处于两相状态，这种电动机称为单相电容运转电动机。将两个绕组中接电源两端的任何一个绕组对调一下位置，即可改变两相电流的相序，旋转磁场的转向便会改变，从而可以改变转子的转向。

2. 罩极起动

采用这种起动方法的电动机定子做成凸极形状，上面绕有励磁绕组并在磁极约为 1/3 的部分装有一个闭合的铜环，称为短路环，如图 4.33 所示。转子仍为笼型转子，当定子磁极中的一部分磁通穿过短路环时，在环内产生感应电动势和感应电流，它将阻止磁通的变化，使得这一部分磁通与另一部分不穿过短路环的磁通之间出现相位差。这两部分在空间相差一定角度，在时间上有一定相位差的磁通将形成一个旋转磁场，使转子产生起动转矩。转子的旋转方向是由磁极未罩部分向被罩部分的方向旋转。这种电动机起动转矩很小，适用于空载下起动的设备。

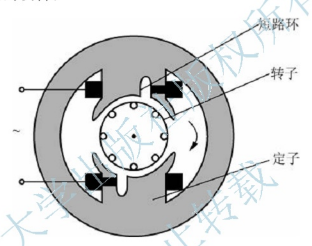


图 4.33 单相异步电动机罩极起动示意图

4.10 同步电机

同步电机是一种交流电机，其工作原理与异步电机之间既有联系，又有区别。异步电机的同步运行是这种联系和区别的具体体现。从结构上，常规同相的同步电机与异步电机的定子基本没有差别，而转子部分二者完全不同，这也是电机运行时“同步”和“异步”差别的根源所在。

图 4.34 所示为具有一对磁极的三相同步电机的工作原理示意图。U1U2、V1V2、W1W2 为其三相绕组，其转子则是由转子铁心和转子绕组两部分为主组成。工作时，在转子绕组中通过直流电流使转子形成 N 极和 S 极。这一形成磁极的绕组称为励磁绕组，励磁绕组中的电流称为励磁电流。与其他电机一样，同步电机既可以作为电动机运行，又可以作为发电机运行，通常主要作为发电机来应用。下面分别介绍三相同步电动机和三相同步发电机的工作原理。



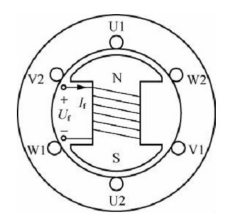


图 4.34　一对磁极的三相同步电机工作原理示意图

4.10.1　同步电动机工作原理

三相同步电动机在运行时，与三相异步电动机一样，定子三相绕组接成星形或三角形后接到三相电源上。三相电流通过三相绕组形成旋转磁通势，产生以同步转速旋转的旋转磁场，如图 4.35（a）所示。图中用外面的一对 N 极和 S 极代表旋转磁场，只要旋转磁场的磁极对数与转子磁极的磁极对数相同，从磁极间同性相斥、异性相吸的基本物理特性可以断定，不论旋转磁极与转子磁极起始时的位置如何，总是旋转磁极的 N 极和 S 极分别与转子上的电流形成的 S 极和 N 极相吸，产生电磁转矩，旋转磁场必定牵引着转子磁极以相同的转速旋转。因而，电动机的转子转速与旋转磁场的转速相同，这就是“同步”名称的由来。电动机的转速为同步转速，即

$$n = n_1 = \frac{60 f_1}{p} \tag{4-73}$$

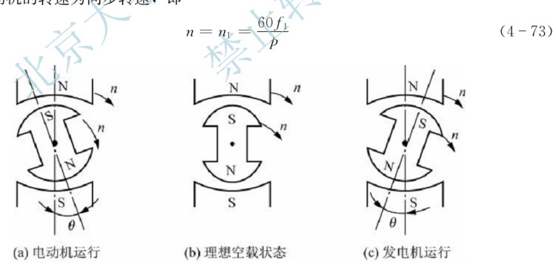


图 4.35　三相同步电机工作状态

同步电动机是一种定子侧用交流电流励磁以建立旋转磁场，转子侧用直流电流励磁构成磁极的双边励磁的交流电动机。其工作原理就是通过旋转磁场以电磁力拖着转子磁极同步地旋转。当转子转动起来后，转子励磁电流通过励磁绕组产生的磁通势也变成了旋转磁通势，可见三相同步电动机在运行时存在着以下两个旋转磁通势。

（1）定子旋转磁通势，又称电枢旋转磁通势。它由定子三相电流通过定子三相绕组产

生，是以电气方式形成的旋转磁通势。

（2）转子旋转磁通势，又称励磁旋转磁通势。它由转子励磁电流通过转子励磁绕组产生，是以机械方式形成的旋转磁通势。

两者以同一速度沿同一方向旋转，所以气隙总磁通势就是这两者合成的结果。图 4.35 中外面的 N 极和 S 极所代表的旋转磁场就是由合成旋转磁通势所产生的旋转磁场。电枢电流不同，电枢旋转磁通势便会不同，合成磁通势也就不同，它所产生的旋转磁场也不同，电枢旋转磁通势对合成旋转磁通势的影响称为电枢反应。如果转子磁极与旋转磁场的轴线重合，如图 4.35（b）所示，它们的相互作用力在轴线方向，没有切向分力，不会形成电磁转矩。由于受被其拖动的负载的影响，如图 4.35（a）所示，转子磁极滞后于旋转磁场一个角度 θ 时，转子上才会产生与其转向相同的电磁转矩，同步电机才处于电动机运行状态。这时，电动机从定子电源输入电功率，从转子输出机械功率。显然，θ 的大小与电磁转矩及电磁功率的大小有关，因此称为攻角。既然攻角是转子磁极与合成旋转磁场轴线间的夹角，显然它也是励磁旋转磁通势与合成旋转磁通势之间的夹角。三相同步电机作电动机运行时，励磁旋转磁通势在空间滞后于合成旋转磁通势 θ 角。

4.10.2 同步发电机工作原理

同步电机作为发电机运行时，转子由原动机拖动，以恒定不变的转速旋转，从而产生了旋转磁场。旋转磁场与定子三相绕组存在着相对运动，从而在定子三相绕组中产生对称的三相励磁电动势。三相同步发电机空载运行时，每相绕组的空载电动势即为励磁电动势 E_0，其大小为

$$E_0 = 4.44 k_{N1} N_1 f_1 \Phi \tag{4-74}$$

式中，Φ 为转子每极磁通，即励磁旋转磁通的最大值，在相位上 $\dot{E}_0$ 滞后于 $\dot{\Phi}$ 90°。

三相同步发电机定子绕组一般为星形连接，故空载时相电压 $U_0 = E_0$，线电压 $U_1 = \sqrt{3}E_0$，其电动势的频率为

$$f_1 = \frac{pn}{60} \tag{4-75}$$

从式（4-75）可以看出，为保持 f_1 不变，要求同步发电机的 $pn =$ 常数，并且 n 要恒定。负载时定子三相绕组向外输出三相电流，三相电流通过三相绕组也要产生电枢旋转磁通势，所以三相同步发电机运行时，其旋转磁场也由励磁磁通势和电枢旋转磁通势合成的旋转磁通势产生，而且当电流变化时也会产生电枢反应，对旋转磁场产生影响。当发电机的转子在原动机的拖动下，如图 4.35（c）所示，以超前于旋转磁场一个攻角 θ 旋转时，电磁转矩的方向与转子转向相反，原动机只有克服电磁转矩才能拖动转子旋转。这时电机转子从原动机输入机械功率，而从定子输出电功率。由此可见，在同步发电机中，励磁旋转磁通势在空间是超前于合成旋转磁通势 θ 角的。图 4.35（b）所示为处于电动机运行和发电机运行状态之间的理想空载状态。

4.10.3 同步电机的结构

同步电机也是由静止的定子和转动的转子两个基本部分组成的。

1. 定子

同步电机的定子又称电枢，其结构与异步电机相同，起着接收电能（电动机）或产生及释放电能（发电机），产生旋转磁场的作用。它由定子（电枢）铁心、定子（电枢）绕组、机座和端盖等组成。定子铁心由硅钢片叠成，内壁槽内嵌放着对称绕组。

2. 转子

同步电机的转子一般主要由转子铁心、励磁绕组、转轴等组成。转子铁心由整块的铸钢或锻钢制成，其上绕有励磁绕组。转轴上装有两个彼此绝缘的集电环，分别与励磁绕组两端相连，集电环上压着两组固定不动的电刷，通过电刷引出两个接线端，以便从外部通入直流励磁电流。

按照转子结构的不同，同步电机转子一般又可以分为隐极式和凸极式两种。隐极式转子如图 4.36（a）所示，铁心成圆柱形，铁心上开槽，槽内嵌放励磁绕组，它与定子铁心之间的气隙较均匀。凸极式转子如图 4.36（b）所示，励磁绕组集中绕在两磁极之间的铁心柱上，它与定子铁心之间的气隙是不均匀的。转子磁极的中心轴线称为纵轴或直轴，相邻两磁极之间的轴线称为横轴或交轴。隐极式同步电机直轴和交轴处的气隙相等、磁阻相同。凸极式同步电机直轴处气隙小、磁阻小，而交轴处的气隙大、磁阻大。一般转速较高的同步电机采用隐极式，转速低的同步电机采用凸极式。另外，一般小型同步电机，尤其是小型同步电动机，常采用转子永磁结构，称为永磁同步电动机，常用于工业控制领域的伺服控制系统中。

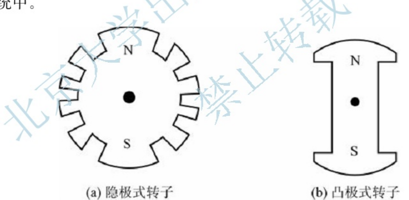
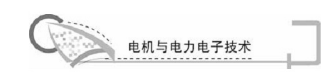


图 4.36　同步电机的转子

4.10.4　同步电机的应用简介

在 20 世纪 90 年代及其以前，同步电机多为大中型电机，并且以大型同步发电机为常见，至今，全球电能的 90%以上均通过大型三相同步发电机提供。如燃煤火力发电厂的汽轮机、水电站的水轮机等均驱动三相同步发电机发电。近年来，在风力发电领域，永磁直驱式同步发电机逐步在大量应用，尤其是海上风力发电领域。

进入 21 世纪以来，由于同步电动机相对异步电动机的可控性和精确性，工业控制、国防军工、电动汽车牵引等领域对高精度运动控制的需求中开始大量采用中小型及微型同步电动机，并且多为转子永磁结构，因为常用于伺服系统中，所以叫它交流永磁同步伺服



电机，与控制系统一起简称交流伺服系统。系统一般通过编码器检测转子位置及速度值，反馈后，结合给定信号，通过专门的控制器完成对永磁同步电机的驱动控制。

阅读材料：

交流电机发展简介

自19世纪后期，以特斯拉为代表的科学家们发明了交流电机后，各类交流电机的应用发展就一直没有停止过。在电机产业界，国外历史悠久的西屋电气、通用电气、西门子等众多耳熟能详的大型跨国公司就是靠交流电机的生产而名声远播；在国内，几十年来，大中型交流电机产业界的上海电气、东方电气、哈尔滨电机等大型央企，以及数量众多的中小型交流电机企业，为交流电机的行业应用扩展、技术进步做出了卓越贡献。

就发电机而言，除了少量太阳能光伏发电及交流异步发电机之外，全世界几乎90%以上的电能由交流同步发电机产生。近十余年来，以风力发电为代表的新能源发电模式获得了大力发展，催生了配套的交流异步和同步发电机。而在单机容量方面，从建国初期最大几万千瓦，到现在可达上百万千瓦。

就电动机而言，近些年在应用扩展上更显得长足进步，尤其在代表科技进步，代表绿色产业的新兴领域。譬如电动汽车大多采用交流同步电动机或者交流三相异步电动机驱动，而早期电动汽车的雏形国内俗称的电瓶车多为直流电动机驱动。新型的轨道交通牵引，尤其是我国著名的高铁列车，几乎都采用了交流电动机代替早期铁道列车常用的直流电动机。以及智能建筑中的电梯牵引、工业自动化中代替人工和燃油的动力产生，等等，均离不开交流电动机。

另外，在电机本身方面，高效率的交流电机设计制造在近些年已然是国内外的重点发展方向，GB 18613标准在我国6年内发布了3个版本，可见其发展之快。高效率交流电机主要借助于新材料、新型精密加工技术和现代电机设计技术的进步而进步。

所以，那种说电机已经发展到头了，是夕阳产业的人，完全不了解电机尤其是交流电机至今一直处于不断的应用扩展中，也不了解电机本体的设计和工艺技术正在借助现代微纳加工技术及新材料技术等处于不断进步中。人类的电气化在未完成之前，一定少不了交流电机更大的舞台！

小结

从不同角度区分，交流电机分为多种，其中尤以三相异步电动机最为常见。

本章首先针对交流电机的共性问题进行了介绍，包括绕组，以及绕组的电动势、磁动势公式的推导。交流电机的绕组又称电枢绕组，首先对其常用基本术语做了介绍，单层和双层典型绕组接法做了图解。通过一根导体的电动势，到最后推导得到每相绕组的电动势公式。磁动势的介绍也遵循电动势的介绍惯例，最后合成的磁动势形成交流电机磁场，这个磁场在绕组和通电顺序都对称条件下是旋转的，这是一个重要概念！

接下来大篇幅介绍异步电动机尤其是三相异步电动机。

首先是异步电动机的结构、工作原理、额定值，给出了转差率的概念。

详细分析了三相异步电动机从转子静止到旋转运行稳定状态期间的电磁分析原理，通过类似变压器的电磁分析折算原理，获取三相异步电动机的等效电路和相量图，尤其是等



效电路的获得，极大地方便了对三相异步电动机的定性分析。

针对三相异步电动机的功率平衡、转矩平衡这两大平衡关系进行了推导，并得出结论。

简介了三相异步电动机的转速、转矩、定子电流、功率因数、效率等运行特性，以及通过空载实验和短路实验来测定并计算未知的电机参数方法。

异步电动机用于小功率拖动场合时常采用单相交流电源供电，但不采取特殊措施的话，单相异步电动机没有初始起动转矩，本章介绍了单相异步电动机的工作原理和几种辅助起动方法。

本章最后介绍同步电机，介绍了同步电机的结构，同步发电机和同步电动机的工作原理，最后简介了同步电机的应用。

习题

1. 一台三相交流电机的电枢绕组共有48个线圈，每极每相槽数 $q=2$，则双层绕组的极对数为________，单层绕组时电机的极对数为________。

2. 根据三相异步电机工作原理看，若需改变电机的转向，需改变定子绕组建立的________的方向，在实际中则可通过改变________实现。

3. 一台六极三相异步电机，接在50Hz的交流电源上，转差率 $s=0.05$，此时电机的转速为________ r/min，定子旋转磁场相对转子的转速为________ r/min，定子旋转磁场相对转子旋转磁场的转速为________ r/min，同步速度为________ r/min。

4. 当三相异步电机的转差率 s 在________范围内，并且转速 $n>0$ 时，电机运行于电动机状态，此时电磁转矩的性质为________；在________时，电机运行于发电机状态，此时电磁转矩的性质为________。

5. 三相异步电机运行时转差率为0.03，转子铜损耗为0.6kW，机械功率为________ kW，电磁功率为________ kW。

6. 同步电动机的转子结构形式有________式和________式。________式转子的同步电机的气隙均匀。

7. 三相双层叠绕组，采用短距和分布的方法，目的是（　　）。

A. 得到较大的相电动势　　B. 获得较大的磁动势

C. 改善电动势波形　　D. 产生圆形旋转磁场

8. 一个整距线圈的感应基波电动势为200V，将其改为短距线圈后，设其短距系数 $k_y=0.977$，则其感应的基波电动势为（　　）。

A. 200V　　B. 195.4V　　C. 大于200V　　D. 以上都不对

9. 三相异步电动机定子接三相电源空载运行时，气隙中每极磁通 Φ 的值主要取决于（　　）。

A. 电源电压大小B. 气隙大小　　C. 磁路饱和程度　　D. 空载电流大小

10. 三相异步电动机的空载电流比变压器的空载电流大，是因为异步电动机（　　）。

A. 损耗大　　B. 是旋转电机　　C. 漏抗大　　D. 气隙大

11. 一台三相四极异步电动机，电源频率50Hz，转差率0.02，则定子旋转磁场以

（　　）r/min 的速度切割转子绕组。

A. 1500　　B. 1470　　C. 30　　D. 1530

12. 在三相异步电动机的等效电路中，对应电磁功率的电阻是（　　）。

A. $\frac{(1-s)r'_2}{s}$　　B. $\frac{r'_2}{s}$　　C. r'_2　　D. r_m

13. 下列关于单相异步电动机说法正确的是（　　）。

A. 空载时可以直接起动

B. 定子绕组并联一定电容后很难在满载情况下起动

C. 罩极起动方式可以适应满载情况下的起动

D. 电容起动单相异步电动机运行中，若断掉电容，电机可以继续运行

14. 什么叫电角度？电角度与机械角度是什么关系？

15. 试说明直流绕组磁势、单相交流绕组基波磁势和三相交流绕组基波磁势的区别。

16. 异步电动机转子有哪几种结构形式？它们与直流电机转子的根本区别是什么？

17. 为什么异步电动机（电动状态）的转速 n 总低于同步转速 n_1 ？

18. 异步电动机的气隙为什么要做得很小？

19. 异步电动机在稳定运行时，定、转子电动势，电流的频率各为多少？转子基波磁动势切割定子的速度会不会因为转子转速的变化而变化？

20. 试从异步电机的主要构造和电磁关系各方面与变压器作一比较；说明分析异步电机可采用与分析变压器相类似的基本方法的主要理由。它们的主要区别是什么？

21. 求异步电动机等效电路时采用的折算法与变压器求等效电路时所采用的折算法有何异同？

22. 异步电机等效电路中 r_m 和 x_m 的物理意义是什么？可不可以把 r_m 和 x_m 的串联支路转变成并联支路？

23. 某三相异步电动机 $P_N=55$kW，$U_N=380$V，$\cos\varphi_N=0.89$，$I_N=119$A，$n_N=570$r/min。试求：①电动机的同步转速 n_1 ；②电动机的极对数 p ；③电动机在额定负载时的效率 η_N 。

24. 有一台频率为 50Hz 的三相异步电动机，额定转速 $n_N=1450$r/min，空载转差率 $s=0.01$，试求该电机的磁极对数 p、同步转速 n_1 ，空载转速 n_0 ，额定负载时的转差率 s_N 和起动瞬间转差率。

25. 一台三相异步电动机，额定电压 $U_N=380$V，△接法，$f_1=50$Hz，额定功率 $P_N=7.5$kW，额定转速 $n_N=960$r/min，额定负载时 $\cos\varphi_N=0.824$，定子铜耗 $p_{Cu1}=474$W，铁耗 $p_{Fe}=231$W，机械损耗 $p_{mec}=45$W，附加损耗 $p_{ad}=37.5$W，试计算额定负载时：①转差率 s_N ；②转子电流的频率 f_2 ；③转子铜耗 p_{Cu2} ；④效率 η_N ；⑤定子电流 I_1 。

26. 有一台三相四极异步电动机，$P_N=10$kW，$U_N=380$V，工频，△接法，$I_N=20$A，定、转子铜耗分别为 $p_{Cu1}=557$W，$p_{Cu2}=314$W，铁耗 $p_{Fe}=276$W，机械损耗 $p_{mec}=77$W，附加损耗 $p_{ad}=200$W，试求：①电动机的额定转速 n_N ；②额定负载转矩 T_N 和空载制动转矩 T_0 ；③额定电磁转矩 T_{em} ；④电动机输出额定功率时的效率 η_N 。

第5章

直流电动机的电力拖动

关键术语：运动方程，负载的机械特性，他励直流电动机，固有机械特性，人为机械特性，拖动系统稳定运行条件，起动方法，调速方法，制动方法。

学过本章后，读者将能够：

掌握电力拖动系统运动方程及其特点；

理解三类负载机械特性形式；

熟练掌握他励直流电动机的固有机械特性和人为机械特性；

根据机械特性曲线可判断出拖动系统的稳定性；

了解他励直流电动机的起动方法和意义；

掌握他励直流电动机的3种调速方法及其特点；

理解他励直流电动机的3种制动方法。

引例：

从图2.1可知，内燃电传动机车大多由直流电动机牵引。从图5.1可以看到，工厂中的物料转运车、观光游览电瓶车，以及更大型的轧钢设备，都离不开直流电动机的拖动。直流电动机因其获得同样调速性能时而显得控制更简单，在许多领域发挥着重要的拖动机械负载的职能。



(a) 工厂中的物料运车



(b) 观光游览电瓶车



(c) 轧钢设备

图5.1 直流电动机拖动应用

电机拖动，顾名思义，是电动机带动生产机械运行。在引入电力拖动基础知识基础上，本章将详细介绍直流电动机的电力拖动，重点在他励直流电动机的机械特性分析，以及拖动前后的起动、调速、制动。

5.1 电力拖动基础知识

在电力拖动系统中，电动机有不同的种类和特性，生产机械的负载特性也各不相同，运动形式各种各样，但从动力学的角度看，它们都服从动力学的统一规律，所以，在分析电力拖动系统时，必须先分析电力拖动系统的动力学问题。

5.1.1 电力拖动系统的运动方程

1. 单轴电力拖动系统的运动方程

单轴电力拖动系统就是电动机的转轴直接连接生产机械转轴的系统，如图 5.2 所示，作用在该连接轴上的转矩有电动机的电磁转矩 T_{em} 、电动机的空载转矩 T_0 及生产机械负载的转矩 T_L 。设转轴的角速度为 Ω ，系统的转动惯量为 J ，系统各物理量的参考方向如图 5.2（b）所示，则根据动力学定律，可以得到系统的运动方程（ T_0 很小，忽略）为

$$T_{em} - T_L = J\frac{d\Omega}{dt} \tag{5-1}$$

式（5-1）描述了作用于单轴拖动系统的转矩与转速变化率之间的关系，是分析电力拖动系统各种运行状态的基础。

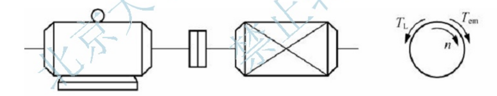


图 5.2 单轴电力拖动系统及各物理量的参考方向

在实际工程计算中，经常用转速 n 代替角速度 Ω 来表示系统转动速度，用飞轮矩 GD^2 代替系统转动惯量 J 来表示系统的机械惯性。Ω 与 n 的关系，J 与 GD^2 的关系分别如下：

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} \tag{5-2}$$

$$J = m\rho^2 = \frac{G}{g}\frac{D^2}{4} = \frac{GD^2}{4g} \tag{5-3}$$

式中，m 为系统转动部分的质量，kg；ρ 、D 分别为系统转动部分的惯性半径与惯性直径；g 为重力加速度，取 $g = 9.8\text{m/s}^2$ 。

将式（5-2）和式（5-3）代入式（5-1），并化简得

$$T_{em} - T_L = \frac{GD^2}{375}\frac{dn}{dt} \tag{5-4}$$



式（5-4）是电力拖动系统运动方程的实用形式。式中 T_{em} 、T_L 和 n 的正方向是这样规定的：确定转速 n 的正方向，电磁转矩 T_{em} 的方向与 n 的方向相同取正，反之为负；负载转矩 T_L 与转速 n 的方向相反取正，反之为负。

2. 电力拖动系统运行状态的分析

式（5-4）描述了电力拖动系统的转矩与转速变化率之间的关系，由此式可知，电力拖动系统的转速变化率 dn/dt 是由 $T_{em}-T_L$ 决定的，称 $T_{em}-T_L$ 为动态转矩。根据式（5-4）可判断电力拖动系统的运动状态如下。

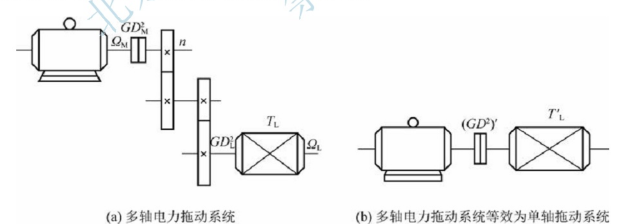
（1）当 $T_{em}=T_L$ 时，$\frac{dn}{dt}=0$，$n=0$ 或 $n=$ 常数，电力拖动系统处于静止或稳定运行状态。

（2）当 $T_{em}>T_L$ 时，$\frac{dn}{dt}>0$，电力拖动系统处于加速运行状态。

（3）当 $T_{em}<T_L$ 时，$\frac{dn}{dt}<0$，电力拖动系统处于减速运行状态。

电力拖动系统无论是加速状态还是减速状态都属于过渡过程。系统处于稳定运行状态时，如果受到外界干扰，如负载变化、电源电压变化等，运动平衡将被打破，转速将发生变化。对于一个稳定的电力拖动系统，当平衡被破坏时，应具有恢复平衡的能力，重新在平衡状态下稳定运行。

以上分析的是单轴电力拖动系统中，转速与转矩之间的关系。实际的电力拖动系统多数是多轴运动系统，如图 5.3（a）所示。电动机与负载之间装有变速装置，如齿轮减速箱、蜗轮蜗杆、带轮等。分析多轴系统的运动状态时，通常把实际的多轴系统折算为一个等效的单轴系统，如图 5.3（b）所示，折算的原则是保持折算前后拖动系统传送的功率和储存的动能不变（具体折算方法请参看相关书籍）。



(a) 多轴电力拖动系统　　(b) 多轴电力拖动系统等效为单轴拖动系统

图 5.3　多轴电力拖动系统

5.1.2　负载的机械特性

负载的机械特性是指生产机械的负载转矩 T_L 与转速 n 的关系，即 $T_L=f(n)$ 。虽然生产机械品种繁多，它们的机械特性也各不相同，但据统计，大多数生产机械的负载转矩

特性可归纳为 3 种类型，下面分别介绍。

1. 恒转矩负载机械特性

所谓恒转矩负载特性是指负载转矩 T_L 的大小与转速 n 无关，当转速 n 变化时，负载转矩 T_L 恒定不变。恒转矩负载又可分为反抗性恒转矩负载和位能性恒转矩负载。

（1）反抗性恒转矩负载机械特性。反抗性恒转矩负载又称为摩擦转矩负载，其转矩总是阻碍运动的，当转动方向改变时，负载转矩大小不变，但其方向也随之改变。例如，车床刀架的平移，电车在平道上行驶等。滑动摩擦力引起的阻转矩总是阻碍运动的，其大小一般只决定于运动部件的重量和摩擦系数，而与速度无关。

反抗性恒转矩负载机械特性曲线如图 5.4 所示。按前述运动方程式中转矩正方向的规定，生产机械的转矩 T_L 的正方向与转速的正方向相反，对于反抗性恒转矩负载来说，正转时，$n>0$，$T_L>0$；反转时，$n<0$，$T_L<0$。因此，其机械特性曲线总在第一或第三象限。

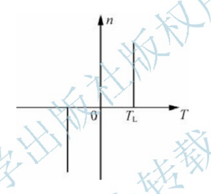


图 5.4　反抗性恒转矩负载机械特性

（2）位能性恒转矩负载机械特性。位能性恒转矩负载的特点是转矩的大小和方向都恒定不变，典型的如起重设备，在提升或下放负载时，由于重力的方向总是竖直向下的，所以负载转矩具有固定的方向。这种由拖动系统中具有位能的部件产生的转矩称为位能性恒转矩负载机械特性。当转动方向改变时，负载转矩仍保持原来的方向。同时，负载转矩的大小也不受转速变化的影响，保持恒定不变。各种起重机、卷扬机、电梯等都具有位能性恒转矩负载机械特性。

一般规定提升负载的运动方向为转速的正方向，负载转矩的正方向与转速的正方向相反。这样，提升时 $n>0$，$T_L>0$；下放时 $n<0$，$T_L>0$，这表明位能性恒转矩负载机械特性是帮助下放的。因此，位能性恒转矩负载机械特性曲线总在第一和第四象限，如图 5.5所示。

2. 风机与泵类负载机械特性

风机与泵类负载转矩的大小基本上与转速的平方成正比，即 $T_L=Kn^2$，K 为比例常数。当转速反向时，负载转矩也随之反向，即属反抗性负载。其机械特性在第一和第三象限，在第一象限的风机泵类负载机械特性如图 5.6 所示，第三象限的特性与第一象限的特性相对称。

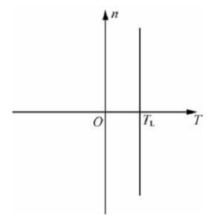


图 5.5　位能性恒转矩负载机械特性

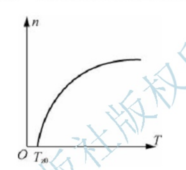


图 5.6　风机泵类负载机械特性

工业上应用很广的鼓风机、水泵、油泵等均属于风机泵类负载，空气、水、油等介质对机器叶片的阻力基本上和转速的平方成正比。

3. 恒功率负载机械特性

所谓恒功率负载特性，就是当转速变化时，负载从电动机轴上吸收的功率基本不变。也就是说，负载转矩的大小基本上与转速成反比，即 $T_L = K/n$，K 为比例常数。负载的功率为 $P_L = T_L\Omega = T_L\dfrac{2\pi n}{60} = \dfrac{T_L n}{9.55} = \dfrac{K}{9.55} =$ 常数，其机械特性如图 5.7 所示。很多生产机械在一定工艺条件下都具有恒功率型的机械特性。例如，车床按照合理的工艺规范车削工件时，主轴的机械特性就是恒功率性质的。粗加工时，走刀量较大，转矩较大，而主轴转速较低；精加工时，走刀量较小，转矩较小，而主轴转速较高；但是，负载机械功率基本不变。

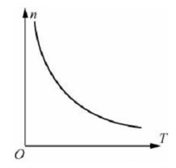


图 5.7　恒功率负载机械特性

5.2 他励直流电动机机械特性和稳定运行条件

5.2.1 机械特性的一般形式

电动机的机械特性是指在一定条件下，电动机的转速 n 与电磁转矩 T_{em} 的关系，即 $n=f(T_{em})$。他励直流电动机的机械特性是指在电源电压 U、励磁磁通 Φ、电枢回路总电阻 R 均为固定值的情况下，电动机的转速 n 与电磁转矩 T_{em} 的关系。

根据 $T_{em}=C_T\Phi I_a$、$E_a=C_e\Phi n$、$U=E_a+I_aR$，可得机械特性的一般形式为

$$n=\frac{U}{C_e\Phi}-\frac{R}{C_eC_T\Phi^2}T_{em} \tag{5-5}$$

式中，R 为电枢回路总电阻，是电枢绕组电阻 R_a 与可能的外接电阻 R_Ω 之和。

根据式（5-5），以 T_{em} 为横坐标，n 为纵坐标，可作出 $n=f(T_{em})$ 曲线，即为他励直流电动机的机械特性，可知这是一条向下倾斜的直线。

为简便，式（5-5）常写成

$$n=n_0-\beta T_{em} \tag{5-6}$$

式中，$n_0=\dfrac{U}{C_e\Phi}$，为理想空载转速；$\beta=\dfrac{R}{C_eC_T\Phi^2}$，为机械特性的斜率；$\Delta n=\beta T_{em}$，为电动机带负载后的转速降。$\beta$ 越小，Δn 越小，表示机械特性越硬，反之表示越软。

5.2.2 固有机械特性

当 $U=U_N$、$\Phi=\Phi_N$，没有外接电阻即 $R_\Omega=0$ 时的机械特性，称为固有机械特性。其表达式为

$$n=\frac{U_N}{C_e\Phi_N}-\frac{R_a}{C_eC_T\Phi_N^2}T_{em} \tag{5-7}$$

固有机械特性如图 5.8 所示。当 $T_{em}=T_N$、$n=n_N$ 时，转速降 $\Delta n=\Delta n_N$，称为额定转速降。因为他励直流电动机本身的 R_a 较小，一般地 n_N 约为 $0.95n_0$，即 Δn_N 约为 $0.05n_0$，所以他励直流电动机的固有特性属于硬特性。如果不考虑电枢反应的去磁作用，他励直流电动机的固有机械特性是一条下降的斜直线。

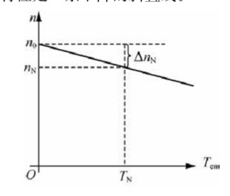


图 5.8　他励直流电动机固有机械特性



固有机械特性是电动机最重要的特性，在它的基础上，很容易得到电动机的人为机械特性。

在设计电力拖动系统时，首先应知道所选择电动机的机械特性。由于该特性是一条直线，通常利用理想空载点（0，n_0）和额定工作点（T_N，n_N）连成的直线，就是固有机械特性。在上述两个特殊点中，额定转速 n_N 能在产品目录或者电机的铭牌数据中找到，而理想空载转速 n_0、额定转矩 T_N 却是未知的，应另外求得。

通常可以根据电机的铭牌数据来近似求得他励直流电动机的固有机械特性。下面结合例子说明。

【例5-1】 某他励直流电动机额定功率为5.5kW，额定电压为110V，额定电流为62A，额定转速为1000r/min。求：①固有机械特性方程式；②实际空载转速 n_0'。

解：①只要知道电枢电阻 R_a 及电势系数和转矩系数，就可得出电动机的固有机械特性方程式。这里关键是电枢电阻 R_a。R_a 可以用实验方法测定，一般用近似方法估算，认为电枢铜耗占电机总损耗的1/2～2/3，因此有

$$I_N^2R_a = \frac{1}{2}(U_NI_N - P_N)$$

$$R_a = \frac{U_NI_N - P_N}{2I_N^2} = \frac{110\times62 - 5.5\times10^3}{2\times62^2} = 0.17(\Omega)$$

电势系数：

$$C_e\Phi_N = \frac{U_N - I_NR_a}{n_N} = \frac{110 - 62\times0.17}{1000} = 0.099$$

转矩系数：

$$C_T\Phi_N = 9.55C_e\Phi_N = 9.55\times0.099 = 0.945$$

理想空载转速：

$$n_0 = \frac{U_N}{C_e\Phi_N} = \frac{110}{0.099} = 1111(\text{r/min})$$

机械特性斜率：

$$\beta = \frac{R_a}{C_eC_T\Phi_N^2} = \frac{0.171}{0.099\times0.945} = 1.83$$

固有机械特性方程式为

$$n = n_0 - \beta T_{em} = 1111 - 1.83T_{em}$$

②额定电磁转矩：

$$T_N = C_T\Phi_NI_{aN} = 0.945\times62 = 58.6(\text{N}\cdot\text{m})$$

额定输出转矩：

$$T_{2N} = 9.55\times\frac{P_N}{n_N} = 9.55\times\frac{5.5\times10^3}{1000} = 52.53(\text{N}\cdot\text{m})$$

空载转矩：

$$T_0 = T_N - T_{2N} = 58.6 - 52.53 = 6.07(\text{N}\cdot\text{m})$$

空载时转速：

$$n_0' = n_0 - \beta T_0 = 1111 - 1.83\times6.07 = 1100(\text{r/min})$$

5.2.3 人为机械特性

人为地改变他励直流电动机参数的大小，如电压 U 、励磁电流 I_f（即改变励磁磁通 Φ）、电枢回路总电阻（即接入串联电阻 R_Ω），所获得的机械特性称为人为机械特性。人为机械特性主要有以下 3 种。

1. 电枢回路串电阻的人为机械特性

电动机的电枢加额定电压 $U=U_N$ ，每极磁通保持为额定值 $\Phi=\Phi_N$ ，电枢回路串入电阻 R_Ω ，则机械特性表达式为

$$n=\frac{U_N}{C_e\Phi_N}-\frac{R_a+R_\Omega}{C_eC_T\Phi_N^2}T_{em} \quad (5-8)$$

电枢串入不同大小电阻时的人为机械特性如图 5.9 所示。

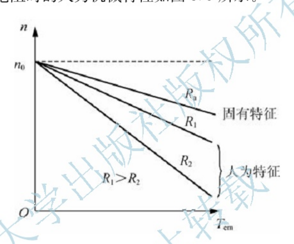


图 5.9 电枢串电阻人为机械特性

显然，理想空载转速 n_0 与固有机械特性的相同，斜率与电枢回路电阻有关，串入的电阻值越大，特性越倾斜。当串不同电阻时的机械特性是一组放射形直线，都经过理想空载点。

2. 改变电枢端电压的人为机械特性

保持每极磁通为额定值 Φ_N 不变，电枢回路不串电阻，只改变电枢电压 U 时，机械特性表达式为

$$n=\frac{U}{C_e\Phi_N}-\frac{R_a}{C_eC_T\Phi_N^2}T_{em} \quad (5-9)$$

一般地，所谓改变电压就是降压，因为电机的电压不允许超过额定值，否则绝缘将损坏。U 值不同，理想空载转速随之变化，并与电压值成正比关系，但是斜率都与固有机械特性斜率相同，因此各条特性彼此平行，如图 5.10 所示。

3. 减少气隙磁通的人为机械特性

一般他励直流电动机在额定磁通运行时，电机磁路已接近于饱和，改变磁通，实际上就是减少磁通。对于他励直流电动机，可通过减小励磁电流的方法来减小气隙每极的磁通。



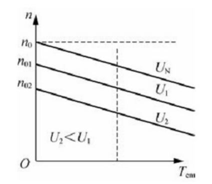


图 5.10 改变电枢电压人为机械特性

电枢电压 U 保持为额定值 U_N 不变，电枢回路不串电阻，仅改变每极磁通 Φ 的人为机械特性表达式为

$$n=\frac{U_N}{C_e\Phi}-\frac{R_a}{C_eC_T\Phi^2}T_{em} \tag{5-10}$$

改变每极磁通的人为机械特性如图 5.11 所示。可见，人为机械特性是一组既不平行又不呈放射形的直线。磁通越小，理想空载转速 n_0 越高，斜率越大，特性越倾斜。

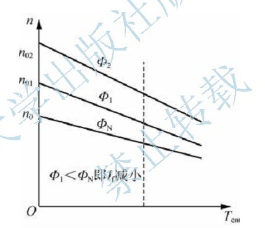
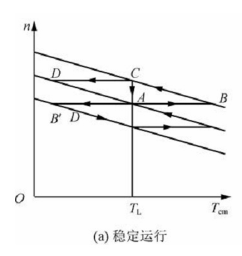


图 5.11 减少每极磁通人为机械特性

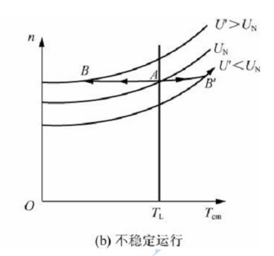
5.2.4 电力拖动系统稳定运行条件

系统运行时，其运行点取决于电动机的机械特性与生产机械的负载机械特性。为了分析电力拖动的运行问题，可以把两条机械特性画在同一坐标平面上。如图 5.12 所示，与 A 点相交的两条特性，一条为电动机机械特性，另一条为恒转矩负载机械特性，两机械特性的交点 A 叫作工作点，对应的转矩为 $T_{em}=T_L$，系统以转速 n_A 恒速运行，A 点表明系统处于平衡状态，然而这种平衡状态是否稳定呢?

所谓平衡稳定是指电力拖动系统在某种扰动的作用下，离开了平衡位置，在新的条件下达到新的平衡，并且在扰动消失后，还能回到原来的平衡位置。“扰动”是指非人为的因素，可以是电网电压的波动或负载的微小变化。平衡是否稳定，决定于生产机械与电动机两条特性曲线的配合。



(a) 稳定运行



(b) 不稳定运行

图 5.12　电力拖动系统稳定运行的条件

设负载转矩特性是恒转矩的，即 $T_L=$ 常数，讨论以下两种情况。

1. 电动机的机械特性曲线 $n=f(T_{em})$ 向下倾斜

如图 5.12（a）所示，设系统原来运行于 A 点，由于某种原因，电源电压突然由额定电压 U_N 上升到 U'，对应的机械特性与原来的相平行。由于系统机械惯性的影响，转速来不及变化，工作点由 A 点跳变到 B 点，与之对应的电磁转矩 T_{em} 和电枢电流 I_a 都突然增大，使 $T_{em}>T_L$，系统加速。随着转速增大，反电势增大，电枢电流减少，电磁转矩变小，最后稳定运行于 C 点；当电压恢复后，同样认为在此瞬间，转速 n 不变，工作点由 C 点跳变到 D 点，由于此时 $T_{em}<T_L$，系统减速，随着转速减少，反电势减少，电枢电流增大，电磁转矩增大，最后回到稳定运行点 A 点运行。

反之，当扰动使电压下降，不难分析，工作点将由 A 点偏转移到 B' 点，当电压恢复，工作点将自动由 B' 点回到原来的 A 点。总之，在 A 点，扰动使系统的转速稍有增、减，但当扰动消失后，系统有自己复原的能力，故在 A 点是稳定的平衡运行状态。

2. 电动机的机械特性曲线 $n=f(T_{em})$ 向上倾斜

如图 5.12（b）所示，设系统原来运行于 A 点，当电压突然上升到 U'，电动机的机械特性上移，同样可分析，由于系统惯性的作用，系统工作点由 A 点过渡到 B 点，由于 $T<T_L$，系统减速，从图中可见，随着转速的降低，电动机的转矩越来越小，因而系统不可能重新进入平衡运行状态。同理，当电网电压降低时，系统的转速越来越高，也不可能重新进入平衡状态，更谈不上当扰动消失后，系统有自己复原的能力。所以说在 A 点的平衡运行是不稳定的平衡运行状态。

比较图 5.12（a）和图 5.12（b）中的两个 A 点，它们都是平衡状态，但是图 5.12（b）中的 A 点是不稳定的平衡状态，经不起任何扰动，稍有一点外界的波动就会失去平衡，而且再也得不到新的稳定状态。可见，对于恒转矩负载，只要电动机的机械特性曲线向下倾斜，电力拖动系统能稳定；若特性曲线是上翘的，系统将不稳定。

推广到一般情况，在电动机的机械特性曲线和生产机械特性曲线的交点处，系统能稳定运行的条件是交点所对应的转速之上应保证 $T_{em}<T_L$，而在这转速之下则要求 $T_{em}>$

T_L 。用数学形式表示为

$$\frac{dT_{em}}{dn} < \frac{dT_L}{dn} \tag{5-11}$$

我们可以通过以下例子，来验证上述结论的正确性。

在图5.13中，曲线1为三相异步电动机的机械特性，曲线2为恒转矩负载机械特性，对 A 点，$\frac{dT_L}{dn}=0$ ，$\frac{dT_{em}}{dn}<0$ ，$\frac{dT_{em}}{dn}<\frac{dT_L}{dn}$ ，能稳定运行；对 B 点，$\frac{dT_L}{dn}=0$ ，$\frac{dT_{em}}{dn}>0$，$\frac{dT_{em}}{dn}>\frac{dT_L}{dn}$ ，不能稳定运行。

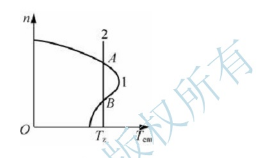


图5.13　稳定运行的判断

5.3　他励直流电动机的起动

电动机接通电源后，转速不断增加，直到进入稳定运行状态，这一过程即为起动。他励直流电动机起动时，必须先接通励磁回路，并保证励磁电流为额定值，即每极磁通为额定值。

从生产过程的要求来看，一般要求起动时间尽量短。为缩短起动过程，需提高电动机的加速度，也就是提高电动机起动过程中的电磁转矩。他励电动机的电磁转矩与电枢电流成正比，因此电流要尽量大些。但电流也不能太大，否则会使得电机换向时火花太大，损坏电机；电流过大因此电磁转矩太大，会造成起动时的机械冲击，使机械部件受损；同时，电流太大，还会影响接在同一线路上的其他设备，这些都是不允许的。因此，他励直流电动机起动过程中，应使电枢电流尽量大一些，但不能超过其最大允许值。一般而言，最大允许电流为（1.5～2）I_N 。

他励直流电动机的起动有直接起动、降压起动和电枢回路串电阻起动3种方法。

5.3.1　直接起动

他励直流电动机加额定电压 U_N ，电枢回路不串电阻，这种方法即直接起动，此时由于 $n=0$ ，因此反电动势 $E_a=0$ ，起动电流 $I_{ast}=U_N/R_a$ 。对于一般电动机而言，R_a 很小，故直接起动时，起动电流可达到（10～20）I_N ，因此，除了额定容量在几百瓦以下的微型直流电机（由于 R_a 相对较大）可以直接起动外，一般直流电机都不允许直接起动。

为了限制起动电流，可以采用降压起动和电枢回路串电阻起动两种方法。

5.3.2 降压起动

降低电源电压到U，起动电流为

$$I_{ast}=\frac{U}{R_a} \tag{5-12}$$

根据起动条件的要求，可以确定电压U的大小。为了保持起动过程中电磁转矩一直较大及电枢电流一直较小，必要时可在起动过程中逐渐升高电压U，直至最后升到U_N。实际上，目前大多数他励直流电动机起动时采用可控整流直流电源，电压可以连续调节，这种系统都采用反馈控制来获得优越的起动性能，起动更快、更稳。

5.3.3 电枢回路串电阻起动

电枢回路串入电阻R_Ω后，起动电流为

$$I_{ast}=\frac{U_N}{R_a+R_\Omega} \tag{5-13}$$

根据起动条件的要求，可确定所串入电阻R_Ω的大小，使电枢电流不超过允许值。但随着转速的上升，反电动势增大，电流减小，导致电磁转矩减小，造成电机的加速度变小，于是起动过程变慢。因此，为了保持起动过程中电磁转矩持续较大及电枢电流持续较小，通常采用分级起动法，即把起动电阻总值R_Ω分成若干段，起动时依次分段断开。

【例5－2】　他励直流电动机额定功率为29kW，额定电压为440V，额定电流为76A，额定转速为1000r/min，电枢回路总电阻为0.38Ω，拖动额定大小的恒转矩负载运行，忽略空载转矩。求：①若采用电枢回路串电阻起动，当起动电流$I_{st}=2I_N$时，计算应串入的电阻值及起动转矩；②若采用降压起动，条件同上，电压应降至多少？并计算起动转矩。

解：①电枢回路串电阻起动。由电压平衡方程式可知，电动机在起动时，$n=0$，$E_a=0$，所以应串电阻为

$$R_\Omega=\frac{U_N}{I_{st}}-R_a=\frac{440}{2\times76}-0.38=2.51(\Omega)$$

额定转矩：

$$T_{em}\approx T_N=9.55\frac{P_N}{n_N}=9.55\times\frac{29\times10^3}{1000}=276.95(\text{N}\cdot\text{m})$$

根据$T_{em}=C_T\Phi I_a$，因磁场不变，则$I_{st}=2I_N$时，起动转矩：

$$T_{st}=2T_{2N}=2\times276.95=553.9(\text{N}\cdot\text{m})$$

②降压起动。

起动电压：

$$U=I_{st}R_a=2\times76\times0.38=57.8(\text{V})$$

起动转矩：

$$T_{st}=2T_{2N}=2\times276.95=553.9(\text{N}\cdot\text{m})$$



5.4 他励直流电动机的调速

在生产过程中，许多生产机械往往有调速的要求。例如，车床切削工件时，精加工时用高转速，粗加工时用中低转速。这就是说，系统运行的速度能根据生产工艺要求而改变，即调节转速，简称调速。调速主要有机械调速和电气调速两种基本的形式。改变传动机构的调速方法称为机械调速，通过改变电动机参数而改变系统运行转速的调速方法称为电气调速。本节主要介绍他励直流电动机的电气调速方法及调速的性能。

5.4.1 调速指标

评价电动机调速性能的好坏，主要依据以下 4 个性能指标。

1. 调速范围

调速范围是指电动机在额定负载下调速时，其最高转速与最低转速之比，即

$$D=\frac{n_{\max}}{n_{\min}} \tag{5-14}$$

不同的生产机械要求不同的调速范围。要扩大调速范围，应设法提高 $n_{\max}$，降低 $n_{\min}$。但电动机的最高转速受电动机的换向及机械强度限制，最低转速受生产机械对转速相对稳定性的限制。

2. 静差率

静差率是指电动机由理想空载到额定负载时转速的变化率，用 δ 表示为

$$\delta=\frac{n_0-n}{n_0}=\frac{\Delta n_N}{n_0} \tag{5-15}$$

静差率 δ 越小，转速的相对稳定性越好；负载波动时，转速变化也越小。因此，拖动系统常要求 δ 小于一定值。

从式（5-15）可以看出，当 n_0 一定时，机械特性越硬，额定转矩时的转速降落 Δn_N 越小，静差率 δ 就越小。机械特性硬度一定时，理想空载转速 n_0 越高，δ 就越小。

3. 调速的平滑性

所谓调速的平滑性，是指相邻两级转速中，高一级转速与第一级转速之比，比值越接近 1，说明调速的平滑性越好。通常所说的无级调速，是指级数接近无穷大，平滑性很好。而有级调速的平滑程度，可用具体的相邻转速间比值表示。

4. 调速的经济性

调速的经济性主要考虑的是调速设备的初期投资、调速时电能的损耗、运行时的维修费用等。

调速时电能的损耗除了要考虑电动机本身的损耗外，还要考虑电源的效率。调速设备初投资应该考虑电动机和电源两方面：专门设计的改变磁通调速的电动机成本较普通直流电机为高；降压调速的大功率可调压电源，成本也较高；调磁通调速一般也要专门配一可

调压电源，但容量要小，成本也低些。这样综合起来考虑，电枢串电阻调速设备成本最低，而改变电源电压调速设备成本最高。

5.4.2 他励直流电动机的调速方法

拖动负载运行的他励直流电动机，其转速是由工作点决定的，工作点是指负载机械特性和电动机机械特性的交点。对于具体负载而言，其转矩特性是一定的，不能改变，但是他励直流电动机的机械特性是可以改变的。因此，通过改变电动机机械特性而使电动机与负载两条特性的交点随之变动，可以达到调速的目的。我们知道，电枢回路串电阻 R_{Ω} 、改变他励电动机电压 U ，改变磁通 Φ 可得到 3 种不同的人为机械特性，这就是他励直流电动机的 3 种调速方法。

1. 电枢回路串电阻调速

他励直流电动机拖动负载运行时，保持电源电压及磁通为额定值不变，在电枢回路中串入不同的电阻时，电动机将运行于不同的转速，如图 5.14 所示，该图中负载为恒转矩负载。未串电阻时，工作点为 A，转速为 n_A ，电枢中串入电阻 R_1 后，工作点就变成了 B，转速降为 n_B 。因为串入电阻 R_1 后，电机机械特性变为直线 n_0B，而电动机转速不能突变，运行点由 A 变为 C，电机转矩 T_2 小于负载转矩 T_L ，电动机转速将下降。随着转速下降，反电动势下降，电流增大，电磁转矩也随之增大，直到 B 点时，电动机电磁转矩与负载转矩相等，进入新的稳定状态，电机转速从 n_A 调到了 n_B 。

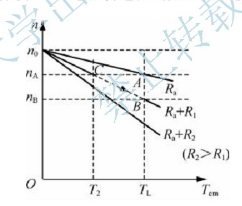


图 5.14 电枢回路串电阻调速

从图 5.14 中可以看出，串入电枢回路的电阻值越大，电动机运行的转速越低。也就是说，调速只能从额定转速向下调。

电枢回路串电阻调速时，如果拖动恒转矩负载，电动机运行在不同转速时，电动机电枢电流大小不变。这是因为电机的电磁转矩要与负载转矩相平衡，而电磁转矩 $T_{em}=C_T\Phi I_a$ ，磁通不变，电磁转矩不变，电流也不变。电流不变，则输入功率也不变，而输出功率在减少，说明电机损耗增大。实际上，电枢回路所串的电阻上通过很大的电枢电流，会产生很大的损耗，转速越低，损耗越大。

电枢回路串电阻的人为机械特性，是一组经过理想空载点的直线，串入的调速电阻越大，机械特性越软。这样，在低速运行时，负载在不大的范围内变动，就会引起转速较大



的变化，也就是转速的稳定性较差。另外，在空载或轻载时调速效果不明显。

电枢串电阻调速方法的优点是所需设备简单，操作方便；缺点是功率损耗大，低速时转速不稳定，不能连续调速，只应用于调速性能要求不高的中、小电机上，大容量电动机一般不采用。

2. 降低电源电压调速

当保持他励直流电动机磁通为额定值不变，电枢回路不串电阻，降低电源电压时，电动机将拖动负载运行于不同的转速上，如图 5.15 所示。

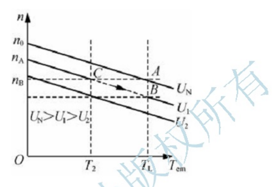


图 5.15 降低电源电压调速

图 5.15 所示的负载为恒转矩负载。当电源电压为额定值 U_N 时，工作点为 A，转速为 n_A；电压降到 U_1 后，工作点为 B，转速降为 n_B。电源电压越低，转速也越低，调速方向也是从额定转速向下调。降低电源电压调速时，如果拖动恒转矩负载，电动机运行在不同的转速上时，电动机电枢电流也是不变的，但是输入功率减少，因此有较高的效率。

降低电源电压，电动机机械特性的硬度不变。与电枢串电阻调速相比，降低电源电压可以使电动机在低速范围内运行时，转速随负载变化而变化的幅度较小，转速稳定性要好得多。

当电源电压连续变化时，转速的变化也是连续的，这种调速称为无级调速。与串电阻调速（有级调速）相比，这种速度调节要平滑得多，并且还可以得到任意多级的转速。

3. 弱磁调速

保持他励直流电动机的电源电压不变，电枢回路也不串电阻，在电动机拖动的负载转矩不过分大时，降低他励直流电动机的磁通，可以使电动机转速升高。图 5.16 所示为他励直流电动机带恒转矩负载时弱磁升速的机械特性，显然，磁通减少得越多，转速升高得越大。

弱磁升速是从额定转速向上调速的调速方法。如果是恒转矩负载，磁通减少，电流要增大。因此，如果电机拖动额定转矩负载从额定转速向上调，电流将超过额定电流，这是不允许的。如果电动机拖动的是恒功率负载，即 $T_L\Omega=$ 常数，则有

$$P_{em}=T_{em}\Omega=T_L\Omega=\text{常数} \quad (5-16)$$

而

$$P_{em}=P_1-P_{Cua}=U_NI_a-I_a^2R_a \quad (5-17)$$

即有



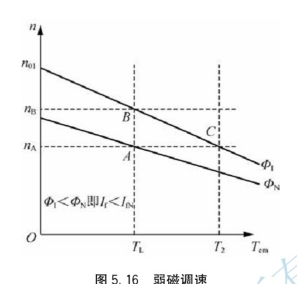


图 5.16　弱磁调速

$$I_a = 常数 \tag{5-18}$$

可知，当负载功率等于电动机的额定功率时，电动机电枢电流为额定电流。

在正常运行情况下，他励直流电动机的励磁电流比电枢电流要小很多，因此励磁回路中所串的调速电阻（降低励磁电流进而减小磁通之用）消耗的功率要比电枢回路串调速电阻时电阻消耗的功率小得多；而且由于励磁电路电阻的容量很小，控制很方便，可以连续调节电阻值，实现转速连续调节的无级调速。

减弱磁通升高转速的调节方法，其电动机转速最大值受换向能力与机械强度的限制，一般为（1.2～1.5）n_N。特殊设计的弱磁调速电动机，可以得到相对更高些的最高转速。

在他励直流电动机电力拖动系统中，广泛地采用降低电源电压向下调速及减弱磁通向上调速的双向调速方法。这样，不仅可以得到很宽的调速范围，可以在调速范围之内的任何需要的转速上运行，而且调速时损耗较小，运行效率较高，因此，能很好地满足各种生产机械对调速的要求。

【例 5－3】　某台他励直流电动机，额定功率 $P_N = 10\text{kW}$，额定电压 $U_N = 220\text{V}$，额定电流 $I_N = 52\text{A}$，额定转速 $n_N = 2250\text{r/min}$，电枢回路总电阻 $R_a = 0.28\Omega$，忽略空载转矩 T_0，电动机带额定负载运行时，要求把转速降到 1500r/min。计算：①采用电枢串电阻调速需串入的电阻值；②采用降低电源电压调速需把电源电压降到多少；③弱磁调速，磁通为 $0.9\Phi_N$ 时的转速；④在上述 3 种调速情况下，电动机输入功率与输出功率、电枢电流各是多少（不计励磁功率）。

解：①由题可知电势系数为

$$C_e\Phi_N = \frac{U_N - I_N R_a}{n_N} = \frac{220 - 52 \times 0.28}{2250} = 0.0913$$

则串电阻后电枢反电动势为

$$E_a = C_e\Phi_N n = 0.0913 \times 1500 = 137(\text{V})$$

端电压不变，根据 $T_{em} = C_T\Phi I_a$，负载不变、磁场不变则稳定后电枢电流也不变，根据电压平衡方程

$$U_N = E_a + I_N(R_a + R_\Omega)$$



则需串入的电阻值为

$$R_{\Omega} = \frac{U_{N} - E_{a}}{I_{N}} - R_{a} = \frac{220 - 137}{52} - 0.28 = 1.32(\Omega)$$

②由题可知，额定时

$$E_{aN} = C_{e}\Phi_{N}n_{N} = 0.0913 \times 2250 = 205(V)$$

根据以上求出的降压降速后的 E_{a} ，结合电压平衡方程，以及负载转矩不变则电枢电流不变，则降压前后电动势之差即等于降压前后端电压之差，所以，降压后电压

$$U = U_{N} - (E_{aN} - E_{a}) = 220 - (205 - 137) = 152(V)$$

③因电机带额定负载，则弱磁后转矩依然不变，下式成立

$$T_{em} = C_{T}\Phi_{N}I_{N} = 0.9C_{T}\Phi_{N}I_{a1}$$

所以，此时电枢电流为

$$I_{a1} = \frac{I_{N}}{0.9} = \frac{52}{0.9} = 57.8(A)$$

则弱磁调速后转速为

$$n = \frac{U_{N} - I_{a1}R_{a}}{C_{e}\Phi} = \frac{U_{N} - I_{a1}R_{a}}{0.9C_{e}\Phi_{N}} = \frac{220 - 57.8 \times 0.28}{0.9 \times 0.0913} = 2480(r/min)$$

④由题可知，电动机输出转矩为

$$T_{2N} = 9.55\frac{P_{N}}{n_{N}} = 9.55 \times \frac{10 \times 10^{3}}{2250} = 42.4(N \cdot m)$$

因负载不变，则稳态下转矩不变，根据 $P = T\Omega$ ，则相应的功率与转速成正比。

电枢串电阻、降低电源电压输出功率为

$$P_{2} = \frac{P_{N}}{n_{N}}n = \frac{10 \times 10^{3}}{2250} \times 1500 = 6.67(kW)$$

弱磁升速时输出功率为

$$P'_{2} = \frac{P_{N}}{n_{N}}n_{1} = \frac{10 \times 10^{3}}{2250} \times 2480 = 11.02(kW)$$

电枢串电阻降速时输入功率为

$$P_{1} = U_{N}I_{N} = 220 \times 52 = 11.44(kW)$$

降低电源电压降速时输入功率为

$$P_{1} = UI_{N} = 162.3 \times 52 = 8.44(kW)$$

弱磁升速时输入功率为

$$P_{1} = U_{N}I_{a1} = 220 \times 57.8 = 12.72(kW)$$

5.4.3　调速方式与负载的配合

调速时，为了使电机在不同转速下能长期运行而发热又不超过允许限度，则其电枢电流不能超过额定值。在长期运行的条件下，电枢电流规定的上限值就是电枢额定电流 I_{N} 。当然也不是电枢电流越小越好，电枢电流越小，电动机电磁转矩也越小，其作用发挥不出来。因此，为了最充分地利用电动机，就应让它工作在 $I_{a} = I_{N}$ 的情况下。

电机调速方式可分为恒转矩调速和恒功率调速两种。所谓恒转矩调速方式，是指在某

种调速方法中，保持电枢电流 $I_a = I_N$ 不变，若该电动机的电磁转矩恒定不变，则称这种调速方式为恒转矩调速方式。他励直流电动机电枢回路串电阻调速和降低电源电压调速就属于恒转矩调速方式。所谓恒功率调速方式，是指在某种调速方法中，保持电枢电流 $I_a = I_N$ 不变，若该电动机的电磁功率 P_{em} 恒定不变，则称这种调速方法为恒功率调速方式。他励直流电动机改变磁通调速就属于恒功率调速方式。

调速方式是在 $I_a = I_N$ 不变的前提下，用来表征电动机采用某种调速方法时的负载能力或允许输出的性能指标。当电动机采用恒转矩调速方式时，如果拖动恒转矩负载运行，并且使电动机额定转矩与负载转矩相等，那么不论运行在什么转速上，电动机的电枢电流 $I_a = I_N$ 不变，电动机得到了充分利用。我们称这种恒转矩调速方式与恒转矩负载性质的配合关系为匹配。当电动机采用恒功率调速方式时，如果拖动恒功率负载运行，可以使电动机电磁功率不变，那么不论运行在什么转速上，电枢电流 $I_a = I_N$ 也不变，电动机也被充分利用。恒功率调速方式与恒功率负载相配合，也可以做到匹配。一般来讲，电动机带恒转矩负载，应采用恒转矩调速方式；电动机带恒功率负载，应采用恒功率调速方式。

但是，如果电动机采用恒转矩调速方式，拖动恒功率负载，我们可以使电动机低速运行时，负载转矩等于电动机额定转矩，电动机的电枢电流等于额定电流，电动机是充分利用的。但是，当系统运行在高速时，由于负载是恒功率的，高速时转矩小，低于额定转矩，因此，电动机电磁转矩也低于额定转矩。而恒转矩调速方式时磁通是不变的，电枢电流 I_a 必然减小，电动机就不能被充分利用了。这种情况，称为电动机调速方式与所拖动的负载不匹配。

类似地，恒功率调速方式的电动机，若拖动恒转矩负载运行，我们可以使系统在高速运行时负载转矩等于电动机允许转矩，这时电动机电枢电流则等于额定电流 I_N，电动机得到充分利用。当系统运行到较低速时，由于负载是恒转矩性质的，电动机的电磁转矩也不变，但是低速时的磁通比高速时数值要大，因此电枢电流 I_a 变小了，电动机没能得到充分利用，这也是一种调速方式与负载性质不匹配的情况。

5.5 他励直流电动机的制动

起动是从静止加速到某一稳定转速的过程。所谓制动，是与起动相对应的，指电动机从某一稳定转速开始减速直到停止，或限制位能负载的下降速度的一种运转过程。一些生产机械的生产工艺过程往往要求电力拖动系统能够迅速地起动、反向、制动和停车。例如，轧钢机及其辅助机械，在生产过程每轧一个道次就必须起动、加速，然后制动、减速，反方向再起动、加速，然后再制动、减速，这样不断地重复工作。一般地，电动机的制动可分为机械制动和电磁制动两种。机械制动可采用机械抱闸，利用其产生的机械摩擦转矩使电机停车，但使用过程中会使闸皮磨损严重，增加维修的负担，造成使用成本过高。所以，对经常处于重负反转工作的生产机械，采用机械制动不太现实，大部分采用电磁制动。电磁制动最大的特点是电动机的电磁转矩与转速的实际方向相反，这时的电磁转矩属制动性质的转矩，从而达到快速制动的目的。



最简单的电动机制动方法称为自然停车，即在电动机工作时，断开电源，则整个拖动系统的转速慢慢下降，直到转速为零而停车。这种制动减速是靠很小的摩擦阻转矩完成的，因而制动时间很长。

其次，有些位能负载性的生产机械，例如重物提升机构，当下放重物时，因为受重力加速度的作用，其下降的速度将越来越大，直到超过允许的安全速度，这是很危险的。所以必须限制下放速度，不能超过最大允许的安全速度，为此采用电动机制动状态工作，以限制最高转速。

综上所述，电动机的制动状态也和起动、调速一样，广泛地应用在各类生产机械的生产工艺过程中。他励直流电动机的制动运行可分为能耗制动、反接制动和回馈制动等几种。

5.5.1 能耗制动

能耗制动的接线如图 5.17 所示。将正在运行的电动机的电枢回路从电源断开，接入电阻 R_Z ，电动机便运行于能耗制动状态。

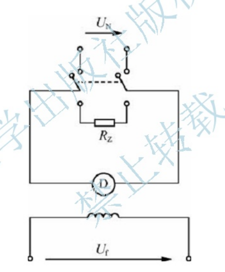


图 5.17 能耗制动接线图

将 $U=0$ 及 $R=R_a+R_Z$ 代入机械特性公式（5-7）中，可知理想空载转速为零，能耗制动的机械特性表达式为

$$n=-\frac{R_a+R_Z}{C_e C_T \Phi_N^2}T \tag{5-19}$$

该机械特性通过原点，因为加入了电阻，与固有特性相比，特性的倾斜程度大大增加，如图 5.18 所示。

1. 能耗制动用于停车

设电动机原来运行于正向电动状态，各量实际方向与各量参考方向如图 5.19 所示。

因转速不能突变，故 E_a 不能突变，I_a 变负，T_{em} 也变负，n 仍为正，电磁转矩实际方向和转速实际方向相反，电磁转矩是制动转矩。

从机械特性上看，制动开始后瞬间，若忽略电磁惯性，电动机的运行点将由 A 点变到

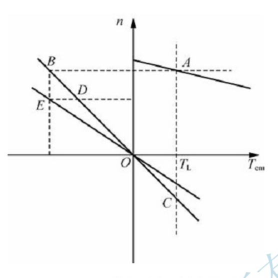


图 5.18　能耗制动机械特性

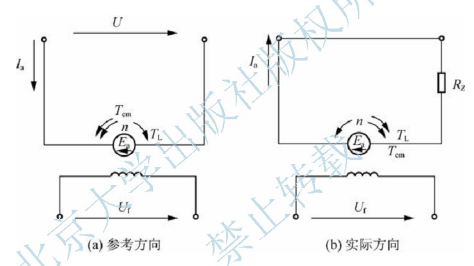


图 5.19　能耗制动停车时各量方向

B 点，如图 5.18 所示，然后沿 BO 减速运行，直至转速为零。

开始制动时，电枢回路中需串入较大的电阻值，限制电枢电流。串电阻时，有

$$E_a + I_a(R_a + R_Z) = U = 0$$

即

$$E_a = -I_a(R_a + R_Z) \tag{5-20}$$

$$R_Z = -\frac{E_a}{I_a} - R_a \tag{5-21}$$

式中，I_a 为负数；E_a 为制动开始瞬时电动机的电动势。因为转速不能突变，它就是制动开始前稳态运行时的反电动势（为正），假定最大允许制动电流为 I_B，将 $I_a = -I_B$ 代入可求出应串入的电阻值。

能耗制动用于停车时，在转速下降的过程中，若电动机还带有负载，电动机在负载转矩和电磁转矩的共同作用下（两者实际方向都与转速实际方向相反），转速下降至零。系统的动能除一部分转化为输出的机械能（转速下降过程中，电动机仍带动负载）外，其余部分转化为电动机及所串电阻上的损耗。若是空载停车，系统的动能全部转化为损耗。

在能耗制动过程中，电动势产生电流，进而产生电磁制动转矩。随着转速的降低，电动势逐渐减小，电磁制动转矩也将逐渐减小，制动效果将随之变差。作为补救措施，可在转速下降到一定程度后，将串接在电枢回路中的电阻切除掉一部分，使电动机的运行点由图 5.18 中的 D 点变为 E 点，这时，可使电磁制动转矩又有所增加，从而加强制动效果。

2. 能耗制动用于恒速下放重物

当能耗制动用于停车时，若是反抗性负载，可直接实现停车；若是位能性负载，当转速降为零后，如不采取其他措施，电动机将在负载重力作用下反向加速，最后达到稳态，并以恒速下放重物，运行于图 5.18 中的 C 点。

图 5.20（a）中画出了运行于正向电动状态提升重物时各量的实际方向；图 5.20（b）中画出了同一电机采用能耗制动下放重物时各量的实际方向。通过比较可以看出，下放重物时 n 为负，I_a 和 T_{em} 为正，T_L 为正。下放重物的速度与电枢回路所串电阻的大小有关，所串电阻越大，下放速度也越大。能耗制动用于恒速下放重物时，重物下放所释放的位能全部转化成损耗。

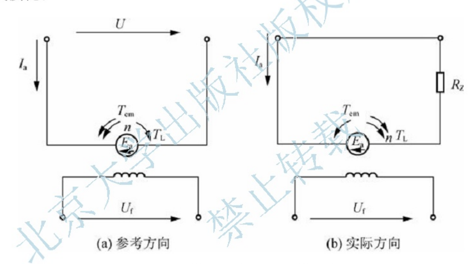


图 5.20 能耗制动下放重物各量方向

5.5.2 反接制动

1. 电压反向的反接制动

电压反向的反接制动常用于快速停车，接线如图 5.21 所示。在制动开始时，电枢回路串电阻并接上极性相反的电压，使电源电压与仍然存在的反电动势同向串联，共同产生很大的反向电流，从而产生强烈的制动效果。

在图 5.22 中分别画出了正向电动和电压反向的反接制动时各量的实际方向。对照起来看，可知在反接制动时 n 为正，I_a 和 T 为负，电动机在电磁转矩和负载转矩的共同作用下，转速很快下降。

但采用电压反接制动时，因电枢电压为负，故理想空载转速也为负。为限制电枢电流，避免使其过大，电枢回路必须串入一个较大的电阻，以使反向电枢电流做到

$$I_a \geqslant -I_{amax} \tag{5-22}$$

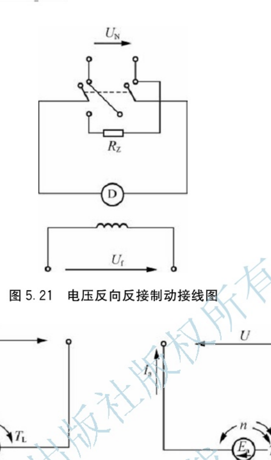


图 5.21　电压反向反接制动接线图

图 5.22　电压反向反接制动各量方向

故其机械特性倾斜程度大大增加，其机械特性如图 5.23 中 BE 所示。

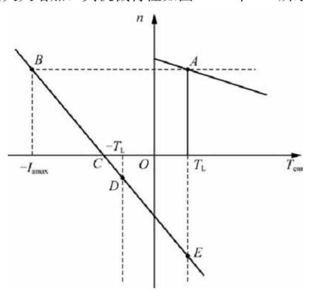


图 5.23　电压反向的反接制动机械特性



根据电动机的基本方程

$$-U_{N}=E_{aN}-I_{amax}(R_{a}+R_{Z}) \tag{5-23}$$

可得

$$R_{Z}=\frac{U_{N}+E_{a}}{I_{amax}}-R_{a} \tag{5-24}$$

制动开始瞬间，因所加电枢电压为反向电压，故上式中 U_N 为负，因转速不能突变，E_a 亦不能突变，且等于制动开始前稳态运行时的反电势。由式（5-24）可以看出，I_a 为负。同时还可看出，若不串接电阻，开始制动后，反向的电枢电流可达到极高的数值，而这是不允许的。同理，根据式（5-24）可以计算出电流在不超过允许值的条件下，电枢回路应串入的电阻值。

采用电压反向的反接制动在速度降为零后，若不采取其他措施一般很难停住车。根据图 5.23 可知，若电动机这时拖动反抗性恒转矩负载且反向起动转矩大于负载转矩，则电动机将在反向电压作用下反向起动并到达稳定运行点 D，即电动机最终进入稳态反向电动状态；若电动机这时拖动位能性恒转矩负载，则电动机在速度过零后将反向加速，并到达稳态运行点 E，即电动机最终进入稳态回馈制动状态。

在减速过程中，电动机运行于图 5.23 中的特性 BC 段，电动机从电源吸收电能，系统释放动能。若减速过程中电动机空载，则这两种能量都转化为损耗；若减速过程中电动机仍带负载，则这两种能量之和中有一部分转化为输出的机械能，其余部分则转化为损耗。

2. 转速反向的反接制动

转速反向的反接制动是指这样一种情况：电源电压为正，但转速为负，电枢回路内串入较大电阻，到达稳态时电动机以恒速下放重物。这种情况也称为倒拉反转。

图 5.24 中分别画出了正向电动（提升重物）和倒拉反转（下放重物）时各量的实际方向，通过比较不难发现，倒拉反转时，电压为正，转速为负，故 E_a 为负，E_a 与 U 顺向串联，共同在电枢回路中产生电流，电流为正，故 T_{em} 也为正。

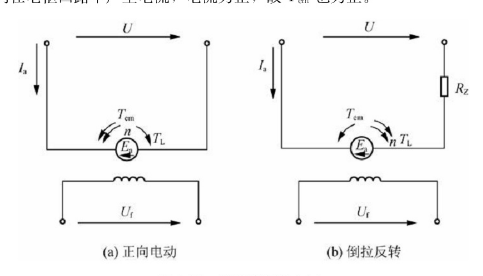


图 5.24　倒拉反转各量方向

倒拉反转的机械特性如图 5.25 所示。因电压为正，故理想空载转速为正，又因串入了一较大电阻，故特性倾斜程度较大，机械特性与负载特性的交点 D 是稳态运行点。当电动机运行于正向电动状态时，图 5.25 中的 A 点，提升重物。此时，若在电枢回路串入一相当大的电阻，电动机转速下降，因所串电阻值较大，即使转速降为零，产生的电磁转矩仍小于负载转矩，不足以和负载转矩相平衡，故速度过零后，电动机将在负载重力作用下反向加速，而一旦转速反向，电动势极性也反向，从原来“反抗”电枢电流的产生（电压克服反电动势后才能产生电枢电流）变为和电压顺极性串联，“帮助”电枢电流的产生，于是电磁转矩进一步增加，直至达到新的稳态运行点 D。

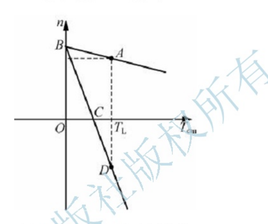


图 5.25　倒拉反转机械特性

在电压平衡方程式两边同乘以 I_a，可得

$$U_a I_a = E_a I_a + I_a^2 (R_a + R_Z) \tag{5-25}$$

即

$$UI_a - E_a I_a = I_a^2 (R_a + R_Z) \tag{5-26}$$

因 $n<0$，故 $E_a<0$，而 $I_a>0$，$T_{em}>0$，所以 $E_a I_a = T\Omega < 0$，表明电动机从轴上吸收机械功率（由重物下放时释放位能提供）。$UI_a>0$，说明电动机从电源吸收电功率。式（5-26）表明倒拉反转时，电动机既从电源吸收电功率，又从轴上吸收机械功率，所吸收的功率都消耗在电枢回路中的电阻上了。倒拉反转下放重物时，所串电阻值越大，则重物下放的速度也越大。

5.5.3　回馈制动

当电动机转速高于理想空载转速，即电动势高于外加电压时，电流方向将反向，电动机相电网输出电功率。与电动状态相比，电流已经反向，电磁转矩也反向，由电动运行时的拖动转矩变为制动转矩，电动机的这种运行状态称为回馈制动。他励直流电动机做回馈制动时，转速方向应与理想空载转速方向一致，相当于发电机，吸收机械能，输出电能。

图 5.26 中分别画出了正向电动和正向回馈制动（加正向电压）时各量的实际方向。通过比较可以看出，正向回馈制动时，n 为正，I_a 和 T 为负。要保持恒速运行，必须有一个与转速同向的拖动转矩 T_L 才行，其机械特性位于图 5.27 中的 BE 段，反向回馈制动（加反向电压）的机械特性位于图 5.27 中的 CD 段。



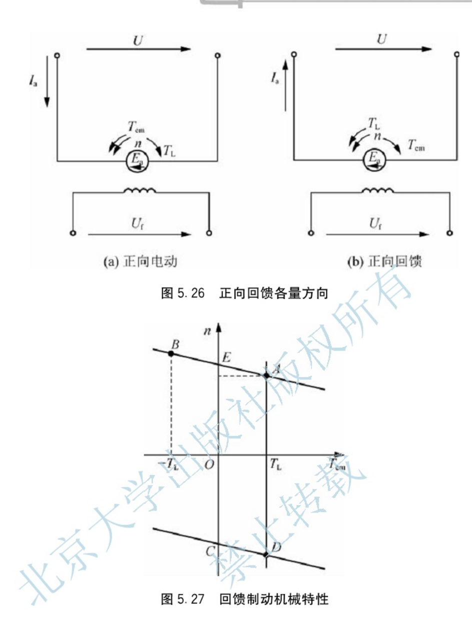


图 5.26　正向回馈各量方向

图 5.27　回馈制动机械特性

下面列举几种回馈制动的具体例子。

(1) 电动机高速下放重物。电机运行于图 5.27 中的 D 点。这时，重物下放释放位能，即电动机轴上输入机械功率，扣除各种损耗后，向电网回馈电功率。设提升重物时运行于正向电动状态，则下放重物时运行于反向回馈制动状态，由图 5.26 可以看出，此时，U 为负，T_{em} 和 I_a 为正，转速中的负号表示下放重物。

(2) 电车下坡。电车在平路上行驶时，电动机工作在正向电动状态；电车下坡时，电车的重力沿斜坡方向产生一分力，此分力减去车轮与路面的摩擦力，其余部分体现为作用在电动机轴上的拖动力矩，迫使电动机加速直至进入回馈制动状态，电动机运行于图 5.27 中的 B 点。

(3) 当采用降压方法降低电动机的转速时，电动机在减速过程中有可能有一段时间运行于回馈制动状态，这可用图 5.28 加以说明。

如图 5.28 所示，设电动机带恒转矩负载运行于 A 点。现降低电源电压，机械特性变为 BD，由于转速不能突变，运行点将由 A 点变为 B 点，电动机进入回馈制动。

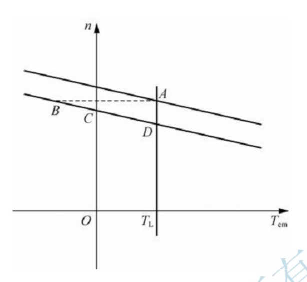


图 5.28　降压调速中的回馈制动

阅读材料：

无刷直流电动机简介

无刷直流电动机是一种电子换向的小功率直流电动机，又称无换向器电动机，无整流子直流电动机。它是用半导体逆变器取代一般直流电动机中的机械换向器，构成没有换向器的直流电动机。这种电机结构简单，运行可靠，没有火花，电磁噪声低，广泛应用于现代生产设备、仪器仪表、计算机外围设备、绿色家电、电动自行车等领域。

无刷直流电动机由同步电动机和驱动器组成，是一种典型的机电一体化产品。同步电动机的定子绕组多做成三相对称星形接法，同三相异步电动机十分相似。而转子上粘有已充磁的永磁体，为了检测电动机转子的极性，在电动机内装有位置传感器。驱动器由功率电子器件和集成电路等构成，其功能是接收电动机的起动、停止、制动信号，以控制电动机的起动、停止和制动；接收位置传感器信号和正反转信号，用来控制逆变桥各功率管的通断，产生连续转矩；接收速度指令和速度反馈信号，用来控制和调整转速；提供保护和显示等。

虽然无刷直流电动机没有普通直流电动机由于存在机械式换向器而产生的诸多问题，但毕竟驱动控制部分较为复杂，另外随着功率的增大，转矩脉动引起的一系列问题较为突出，因此，目前主要用于一些小功率的场合。在一些传统大中型功率场合，普通直流电动机还是具备无可替代的作用。

小结

本章首先介绍了电机拖动系统的动力学基本知识，以及生产机械负载的机械特性。以上二者是研究各类电机拖动的理论和应用基础。

本章对直流电动机的电力拖动进行了介绍，重点是他励直流电动机的拖动。

他励直流电动机的机械特性是重点内容，首先推导出其机械特性一般表达式，接着研究其固有机械特性；对于人为机械特性，包括电枢回路串电阻、改变电枢端电压、减少气隙磁通 3 种主要的人为机械特性形式。详细分析了各种机械特性的原理、推导过程。借此



他励直流电动机的实例，对电力拖动系统的稳定运行条件进行了分析推导，即当电机拖动系统受到负载或电源波动，待负载或电源稳定后，系统仍能恢复到原来的稳定运行状态的条件。

5.3～5.5节，详细分析了他励直流电动机拖动系统的各个过程，包括起动、调速、制动。

直接起动缺点明显，尤其是满载直接起动，会造成一定的危险；降压起动和电枢回路串电阻起动是较好的安全起动的方式。

在众多电机拖动系统的应用场合，对调速的性能、指标要求较高，一般来讲，调速范围越宽、静差率越小，以及调速过程的平滑性、调速装置的经济性等是表征调速性能的指标。本章还涉及调速方法，介绍了3种调速方法，分别是电枢回路串电阻调速、降低电源电压调速、弱磁调速，尤其后两者较有优势。由于负载的特点，如恒转矩负载、恒功率负载等不同的负载形式，相应的调速方法也有恒转矩恒功率等不同调速方式，负载形式与电机调速方式要相匹配为佳。

关于制动，介绍了三大类制动方法，分别是能耗制动、反接制动、回馈制动。能耗制动控制简单但不经济；反接制动和回馈制动相对经济，但所需设备相对复杂。

习题

1. 常见的生产机械负载转矩特性有________负载、________负载、________负载。

2. 硬度不变的他励直流电动机人为机械特性是________的人为机械特性。

3. 他励直流电动机带恒转矩负载，采用弱磁调速，弱磁调速后电机的转速________，电枢电流________。

4. 当直流电动机的转速超过__________时，出现回馈制动。

5. 负载转矩的大小恒定、方向不变，负载转矩特性曲线位于第一象限和第四象限，此种负载为（　　）。

A. 反抗性恒转矩负载　　B. 位能性恒转矩负载

C. 恒功率负载　　D. 风机泵类负载

6. 他励直流电动机采用电枢回路串电阻起动或降压起动，目的是（　　）。

A. 使起动过程平稳　　B. 降低起动电流

C. 降低起动转矩　　D. 既降低起动电流，又降低起动转矩

7. 他励直流电动机带恒转矩负载降压调速时，如励磁电流不变，则调速前、后（　　）不变。

A. 输入功率　　B. 输出功率　　C. 电枢电流　　D. 电枢电动势

8. 他励直流电动机拖动恒转矩负载进行串电阻调速时，则调速前的电枢电流 I_a 和调速后的电枢电流 I'_a 满足（　　）。

A. $I_a < I'_a$　　B. $I_a > I'_a$　　C. $I_a = I'_a$　　D. 无法确定

9. 他励直流电动机不需要在电枢回路中串联电阻的制动形式为（　　）。

A. 能耗制动　　B. 电压反向的反接制动

C. 转速反向的反接制动　　D. 回馈制动

10. 写出电力拖动系统运行方程，并说明什么情况下拖动系统运行于稳定运行状态、加速运行状态和减速运行状态。

11. 电力拖动系统的稳定运行的充分条件是什么？

12. 他励直流电动机的起动电流由哪些因素决定？正常运行时的电枢电流由哪些因素决定？

13. 他励直流电动机常用哪几种方法进行调速？它们的主要特点是什么？

14. 何谓恒转矩调速方式？何谓恒功率调速方式？调速方式与负载类型如何配合？

15. 比较各种电磁制动方法的优缺点，并简介其应用。

16. 一台他励直流电动机，$P_N = 7.6\text{kW}$，$U_N = 110\text{V}$，$I_N = 85.2\text{A}$，$n_N = 750\text{r/min}$，$R_a = 0.13\Omega$，起动电流限制在 $2.1I_N$。

（1）采用串电阻起动，求起动电阻；

（2）若采用降压起动，电压应降为多少？

（3）求出以上两种情况下的机械特性。

17. 一台他励直流电动机，$P_N = 10\ \text{kW}$，$U_N = 220\text{V}$，$I_N = 54\text{A}$，$n_N = 1000\text{r/min}$，$R_a = 0.5\Omega$，$\Phi = \Phi_N$，在负载转矩保持额定值不变的情况下工作，不串电阻，将电压降至139V。试求：

（1）电压降低瞬间电动机的电枢电流和电磁转矩，此时电机工作于什么状态？

（2）进入新的稳定状态时的电枢电流和转速。

18. 一台并励直流电动机，$U_N = 110\text{V}$，$I_N = 28\text{A}$，$n_N = 1500\text{r/min}$，励磁回路总电阻 $R_f = 110\Omega$，电枢回路电阻 $R_a = 0.15\Omega$，在额定运行状态下突然在电枢回路串入 0.5Ω 的电阻，忽略电枢反应和电磁惯性，计算：

（1）串入电阻后瞬间的电枢电动势、电枢电流、电磁转矩；

（2）若负载转矩减为原来的一半，求串入电阻后的稳态转速。

19. 一台他励直流电动机，$P_N = 2.5\text{kW}$，$U_N = 220\text{V}$，$I_N = 12.5\text{A}$，$n_N = 1500\text{r/min}$，$R_a = 0.8\Omega$；$\Phi = \Phi_N$ 不变。试求：

（1）电动机以 1200r/min 的转速运行时，采用能耗制动停车，要求制动开始后瞬间电流限制为额定电流的两倍，求电枢回路应串入的电阻值；

（2）若负载为位能性恒转矩负载，$T_L = 0.9T_N$，采用能耗制动，使负载以 420r/min 的转速恒速下放，电枢回路应串入的电阻。

第6章

三相异步电动机的电力拖动

关键术语：机械特性表达式，固有机械特性，临界转差率，最大电磁转矩，人为机械特性，起动转矩，起动方法，变频调速，制动。

学过本章后，读者将能够：

理解三相异步电动机机械特性的3种表达式，掌握其实用表达式；

熟练掌握三相异步电动机固有机械特性及各特征点；

熟练掌握三相异步电动机人为机械特性；

理解鼠笼式和绕线式三相异步电动机的起动方法；

掌握变频调速的方法与原则，了解其他调速方法；

理解三相异步电动机的能耗、反接和回馈制动方法。

引例：

图4.1（a）和图4.1（d）给出了应用三相异步电动机进行拖动运行的场合，图6.1也示出了三相异步电动机拖动负载在其他领域的一些应用。



（a）拖动鼓风机



（b）拖动起重机吊装货物



（c）拖动油田钻机



（d）拖动传送带

图6.1　三相异步电动机电力拖动应用

本章分析三相异步电动机的机械特性，讨论三相异步电动机拖动机械负载运行时所遇到的起动、调速和制动问题。

6.1　三相异步电动机的机械特性

6.1.1　三相异步电动机机械特性表达式

电动机的机械特性是指在电源电压 U_1、电源频率 f_1、电机参数一定的条件下，电动机的转速与电磁转矩之间的关系，即 $n=f(T_{em})$。由于转差率与转速之间满足 $n=(1-s)n_1$，所以可以利用 $s=f(T_{em})$ 表示机械特性。用曲线表示三相异步电动机机械特性时，常取 T_{em} 为横坐标，以 s 和 n 为纵坐标。

三相异步电动机的机械特性有 3 种表达方式：物理表达式、参数表达式和实用表达式。

1. 物理表达式

电动机的电磁转矩是由旋转磁场的每极磁通 Φ 与转子电流 I_2 相互作用产生的。电磁转矩：

$$T_{em}=\frac{P_{em}}{\Omega_1}=\frac{m_2E_2I_2\cos\varphi_2}{\dfrac{2\pi n_1}{60}}=\frac{m_2\times4.44f_1N_2k_{N2}}{\dfrac{2\pi f_1}{p}}\Phi I_2\cos\varphi_2=C_T\Phi I_2\cos\varphi_2 \tag{6-1}$$

式中，$C_T=\dfrac{4.44m_2pN_2k_{N2}}{2\pi}$。

式（6－1）表明：电磁转矩是转子电流有功分量与气隙基波主磁场共同作用产生的。电源电压不变，每极基波磁通量为定值时，电磁转矩和转子电流的有功分量成正比。由于这个公式是从物理意义出发得到的，所以称为机械特性的物理表达式。

物理表达式清楚地反映了电动机电磁转矩的物理意义，但是实际使用时却比较困难。这是因为在工程上，磁通难以计算，转子电流也不易得到。所以分析或计算异步电动机机械特性时一般不采用物理表达式，而采用参数表达式。

2. 参数表达式

根据第 4 章异步电机的等效电路，考虑到转子电流表达式 $I_2'=\dfrac{U_1}{\sqrt{\left(r_1+\dfrac{r_2'}{s}\right)^2+(x_1+x_2')^2}}$

电磁转矩的参数表达式为

$$T_{em}=\frac{P_{em}}{\Omega_1}=\frac{m_1I_2'^2\dfrac{r_2'}{s}}{\dfrac{2\pi n_1}{60}}=\frac{m_1I_2'^2\dfrac{r_2'}{s}}{\dfrac{2\pi f_1}{p}}T_{em}=\frac{m_1pU_1^2\dfrac{r_2'}{s}}{2\pi f_1\left[\left(r_1+\dfrac{r_2'}{s}\right)^2+(x_1+x_2')^2\right]} \tag{6-2}$$

式（6－2）表明了电机的电磁转矩 T_{em} 与电源参数 U_1 和 f_1、运行参数 s 及其结构参数 m_1、p、r_1、x_1、r_2'、x_2' 之间的函数关系，因此也称为电磁转矩参数表达式，这一表达式比物理表达式在应用上更方便。



由于参数 m_1、p、r_1、x_1、r_2'、x_2' 都与转差率 s 无关，当转差率 s（或转速 n）变化时，机械特性曲线如图 6.2 所示。

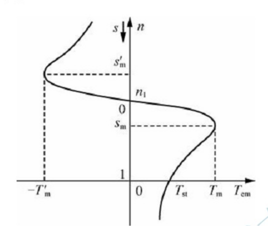


图 6.2　三相异步电动机的机械特性

当同步转速 n_1 为正值时，机械特性曲线跨越第一、第二和第四象限。在第一象限时，$0<n<n_1$，$0<s<1$，n、T_{em} 均为正值，电机处于电动机运行状态；在第二象限时，$n>n_1$，$s<0$，n 为正值，T_{em} 为负值，电机处于发电机运行状态；在第四象限时，$n<0$，$s>1$，n 为负值，T_{em} 为正值，电机处于电磁制动运行状态。

从机械特性曲线上可以看出，电磁转矩有两个最大值，一个出现在第一象限（电动机状态），另一个出现在第二象限（发电机状态）。将最大电磁转矩 T_m 对应的转差率称为临界转差率，用 s_m 表示。对式（6-2）求导数 $\frac{\mathrm{d}T_{em}}{\mathrm{d}s}$，并令 $\frac{\mathrm{d}T_{em}}{\mathrm{d}s}=0$，得到临界转差率为

$$s_m=\pm\frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2+(x_1+x_2')^2}}\approx\pm\frac{r_2'}{x_1+x_2'} \tag{6-3}$$

将式（6-3）代入式（6-2），得到最大电磁转矩为

$$T_m=\pm\frac{m_1pU_1^2}{4\pi f_1\left[\pm r_1+\sqrt{r_1^2+(x_1+x_2')^2}\right]}\approx\pm\frac{m_1pU_1^2}{4\pi f_1(x_1+x_2')} \tag{6-4}$$

由式（6-3）和式（6-4）可得如下结论。

（1）最大电磁转矩 T_m 与外加相电压的平方成正比，临界转差率 s_m 与外加电压无关。

（2）临界转差率 s_m 与转子电阻 r_2' 成正比，最大电磁转矩 T_m 与转子电阻 r_2' 无关。

（3）最大电磁转矩 T_m 和临界转差率 s_m 都近似与 x_1+x_2' 成反比。

最大电磁转矩对电机运行具有重要意义，当电动机负载转矩突然增大，且大于最大电磁转矩时，电动机将承载不了负载而停转。为了保证电动机不会由于短时过负载而停转，电动机需要具有一定的过载能力。最大电磁转矩越大，电动机短时过载能力越强。一般把最大电磁转矩 T_m 与额定转矩 T_N 之比称为电动机的过载系数（过载能力），即

$$\lambda_m=\frac{T_m}{T_N} \tag{6-5}$$

过载系数是异步电动机运行的重要性能指标，它可以衡量电动机的短时过载能力和运行的稳定性。一般电动机 $\lambda_m=1.6\sim2.2$，起重、冶金机械专用电动机 $\lambda_m=2.2\sim2.8$。

在电动机机械特性上，还有一个电动机的重要参数，即起动转矩 T_{st}，它是电动机接入电源瞬间的电磁转矩，此刻电动机尚未转动，$n=0$，$s=1$。将 $s=1$ 代入式（6-2），可得到电动机的起动转矩为

$$T_{st}=\frac{m_1 pU_1^2 r_2'}{2\pi f_1[(r_1+r_2')^2+(x_1+x_2')^2]} \tag{6-6}$$

起动转矩具有以下特点。

（1）与电源电压的平方成正比。

（2）与转子回路电阻 r_2' 有关，转子回路串入适当电阻可以增大起动转矩 T_{st}。

从前面的分析可知，若增加转子回路电阻使 $s_m=1$ 时，则可获得最大起动转矩，即 $T_{st}=T_m$。若再继续增加转子回路电阻，则 $s_m>1$，起动转矩反而会减小。

通常用 T_{st} 与 T_N 的比值 k_{st} 表示电动机的起动转矩倍数，即

$$k_{st}=\frac{T_{st}}{T_N} \tag{6-7}$$

起动转矩倍数是衡量异步电动机起动性能好坏的重要指标，只有 $k_{st}>1$，电动机才能带负载起动起来，k_{st} 越大，电动机起动得就越快。一般鼠笼式电动机 $k_{st}=1.0\sim2.0$；Y 系列鼠笼式电动机 $k_{st}=1.7\sim2.2$。

3. 实用表达式

利用参数表达式计算电动机的机械特性时，需要知道电动机的绕组参数。有些参数用户在产品目录中是查不到的，通过实验才能得到。如果利用电动机的铭牌数据和相关的手册提供的额定值进行计算，就比较实用和方便了。所以用式（6-2）除以式（6-4），并考虑式（6-3），化简并忽略 r_1 后，可得到电动机机械特性的实用表达式：

$$\frac{T_{em}}{T_m}=\frac{2}{\frac{s}{s_m}+\frac{s_m}{s}} \tag{6-8}$$

式（6-8）是工程计算中非常实用的机械特性表达式。

当三相异步电动机在额定负载范围内运行时，转差率 s 很小，额定转差率 s_N 仅为 0.01～0.06。由于 $\frac{s}{s_m}\ll\frac{s_m}{s}$，将式（6-8）进一步简化，忽略分母中的 $\frac{s}{s_m}$，可得到

$$T_{em}=\frac{2T_m}{s_m}s \tag{6-9}$$

这说明在 $0<s<s_m$ 的范围内，三相异步电动机的机械特性呈线性关系，具有与他励直流电动机相似的特性。

最大电磁转矩 T_m 和临界转差率 s_m 可由电机额定数据求得。已知电动机的额定功率 P_N、额定转速 n_N、过载系数 λ_m（可以在产品目录中查出），则额定转矩为

$$T_N=\frac{P_N}{\Omega_N}=\frac{P_N\times10^3}{\frac{2\pi n_N}{60}}=9550\frac{P_N}{n_N} \tag{6-10}$$

式中，额定功率 P_N 的单位为 kW。最大电磁转矩为

$$T_m=\lambda_m T_N \tag{6-11}$$



额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} \tag{6-12}$$

在工程计算时，常因空载转矩 T_0 远小于电磁转矩 T_{em} 而将 T_0 忽略，这样，当 $s = s_N$ 时，$T_{em} = T_N$，代入式（6-8），有

$$\frac{T_N}{T_m} = \frac{2}{\frac{s_N}{s_m} + \frac{s_m}{s_N}} \tag{6-13}$$

将 $T_m = \lambda_m T_N$ 代入式（6-13），可得到

$$s_m^2 - 2\lambda_m s_N s_m + s_N^2 = 0 \tag{6-14}$$

解得

$$s_m = s_N(\lambda_m \pm \sqrt{\lambda_m^2 - 1}) \tag{6-15}$$

因为 $s_m > s_N$，所以上式应取“+”号，于是

$$s_m = s_N(\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 - 1}) \tag{6-16}$$

求出 T_m 和 s_m 后，式（6-8）就成为机械特性方程式，只要给定 s 值，就可以求出 T_{em} 值，画出机械特性曲线。

上述 3 种机械特性的表达式，虽然都能用来表征电动机的运行性能，但应用的场合各有不同。一般来说，物理表达式适用于对电动机的运行性能做定性分析；参数表达式适用于分析各种参数变化对电动机运行性能的影响；实用表达式适用于电动机机械特性的工程计算。

【例 6-1】　一台三相四极绕线型异步电动机，$f_N = 50\text{Hz}$，$U_N = 380\text{V}$，$P_N = 150\text{kW}$，$n_N = 1460\text{r/min}$，$\lambda_m = 2$，求：①电动机的机械特性表达式；②电动机的起动转矩；③当负载为恒转矩负载，并且 $T_L = 755\text{N}\cdot\text{m}$ 时电机的转速。

解：旋转磁场的转速为

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} = \frac{60 \times 50}{2} = 1500(\text{r/min})$$

额定转差率为

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0.027$$

临界转差率为

$$s_m = s_N(\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 - 1}) = 0.027 \times (2 + \sqrt{2^2 - 1}) = 0.1$$

额定转矩为

$$T_N = 9550 \frac{P_N}{n_N} = 9550 \times \frac{150}{1460} = 981.2(\text{N}\cdot\text{m})$$

最大电磁转矩为

$$T_m = \lambda_m T_N = 2 \times 981.2 = 1962.4(\text{N}\cdot\text{m})$$

①实用机械特性表达式为

$$T_{em}=\frac{2T_m}{\frac{s}{s_m}+\frac{s_m}{s}}=\frac{2\times1962.4}{\frac{s}{0.1}+\frac{0.1}{s}}$$

②将 $s=1$ 代入实用机械特性表达式中可得到起动转矩为

$$T_{st}=T_{em}=\frac{2T_m}{\frac{1}{s}+\frac{s_m}{1}}=\frac{2\times1962.4}{\frac{1}{0.1}+\frac{0.1}{1}}=388.6(\text{N}\cdot\text{m})$$

③将 T_L 代入实用机械特性表达式中，有

$$T_L=755=\frac{2T_m}{\frac{s}{s_m}+\frac{s_m}{s}}=\frac{2\times1962.4}{\frac{s}{0.1}+\frac{0.1}{s}}$$

解得

$$s=\begin{cases}0.02\\0.5\end{cases}$$

由于 $s=0.5>s_m$，所以舍去此解，则电动机的转速为

$$n=n_1(1-s)=1500\times(1-0.02)=1470(\text{r/min})$$

6.1.2 三相异步电动机固有机械特性

固有机械特性是指当电动机的定子电压和频率为额定值，定子绕组按规定方式接线，定子和转子回路不外接电阻或电抗时的机械特性。

当电机处于电动机状态时，固有机械特性如图 6.3 所示，机械特性上有以下 4 个特征点。

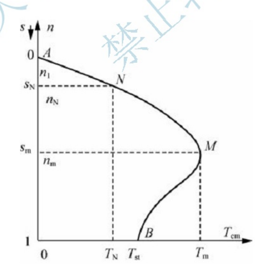


图 6.3 三相异步电动机的固有机械特性

1. 理想空载点 A

在 A 点，$n=n_1=\frac{60f_1}{p}$，$s=0$，$T_{em}=0$，转子电流 $I_2=0$，电机不进行机电能量转换，三相异步电动机没有外力作用不能达到此点运行，该点也称为同步转速点。



2. 额定运行点 N

在 N 点，$n=n_N$，$s=s_N$，$T_{em}=T_{emN}$，$I_1=I_N$。额定运行时，s_N 很小，一般在 0.01～0.06 之间，所以电动机的额定转速 n_N 略小于同步转速 n_1，这说明了固有机械特性的线性段为硬特性。

3. 临界运行点（最大转矩点）M

在 M 点，$s=s_m$，$T_{em}=T_m$。M 点是机械特性曲线中线性段（A-N-M）和非线性段（M-B）的分界点。如果电机带恒转矩负载，根据电力拖动系统稳定运行条件可知，在线性段，电动机工作是稳定的，在非线性段，电动机工作是不稳定的。所以 M 点也是电机稳定运行的临界点，临界转差率 s_m 也由此而得名。

4. 起动点 B

B 点是电动机接通电源开始起动瞬间工作点。在 B 点，$n=0$，$s=1$，$T_{em}=T_{st}$，$I_1=I_{st}$。

6.1.3 三相异步电动机人为机械特性

人为机械特性是指人为地改变电源参数或电动机结构参数而得的机械特性。可以改变的参数有电源电压 U_1，电源频率 f_1，磁极对数 p，定子电路参数 r_1、x_1，转子电路参数 r_2、x_2 等。

1. 改变电源电压人为机械特性

这种人为机械特性是指保持电动机其他参数不变，只改变电动机定子电压的机械特性。定子电压可以升高，也可以降低，考虑到电动机的磁路在额定电压时已经接近饱和，升高电压会带来更多能量损耗，一般只是降低定子端电压。降低定子电压后的人为机械特性曲线如图 6.4 所示，图中 $U_1''<U_1'<U_N$。由式（6-3）～式（6-6）可知，降低定子电压时的机械特性有以下特点。

（1）电压降低后，同步转速 n_1 不变。

（2）电压降低后电动机的最大电磁转矩 T_m 会减小很快，临界转差率 s_m 不变。

（3）电压降低后电动机的起动转矩 T_{st} 会减小很快。

（4）在同一转速下，降低电压后的电磁转矩比降压前的电磁转矩小。

如果电动机带恒转矩负载，则降低定子电压时，电机的转速 n 下降，转差率 s 增大，转子电流因转子电动势的增大而增大，引起定子电流增大，导致电动机过载运行。长时间欠压过载运行，必然使电动机过热，缩短电动机的使用寿命。另外，电压下降过多，可能出现 $T_m<T_L$，电机将停转。

2. 改变转子电阻人为机械特性

这种人为机械特性是指保持电动机的其他参数不变，只改变绕线型电动机转子电阻的机械特性。人为机械特性曲线如图 6.5 所示，图中 $r_2<r_2'<r_2''$。由式（6-3）～式（6-6）可知，转子电路串联电阻的人为机械特性有如下特点。

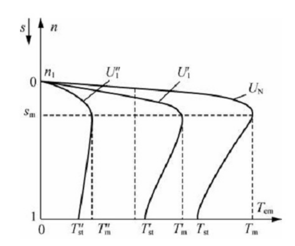


图 6.4　三相异步电动机降压时的人为机械特性

（1）同步转速 n_1 不变化。

（2）最大电磁转矩 T_m 不变化，但与之对应的临界转差率 s_m 随着转子电阻增大而不断增加。

（3）起动转矩 T_{st} 与转子电阻的关系不是单调的，在 $s_m < 1$ 区间，T_{st} 随 r_2 增加逐渐增大；$s_m = 1$，$T_{st} = T_m$，达到最大值；在 $s_m > 1$ 区间，T_{st} 随 r_2 增加逐渐减小。

（4）在电动机运行状态，同一转速下，串电阻后的电磁转矩与串电阻之前相比不是单调变化。

（5）转子串联电阻后，机械特性线性段的斜率增大，机械特性变软。

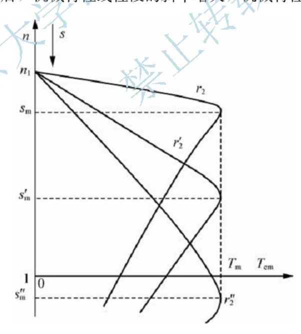


图 6.5　绕线型三相异步电动机转子串联电阻时的人为机械特性

3. 改变定子阻抗人为机械特性

这种人为机械特性是指保持电动机其他参数不变，只改变电动机定子的电阻或电抗时的机械特性。图 6.6 所示的机械特性曲线为定子串电阻时的人为机械特性曲线，图中 $r_1 <$



$r_1' < r_1''$。由式（6-3）～式（6-6）可知，改变定子电阻的人为机械特性有如下特点。

（1）同步转速 n_1 不变化。

（2）最大电磁转矩 T_m 和临界转差率 s_m 减小。

（3）起动转矩 T_{st} 减小。

（4）在同一转速下，串电阻后的电磁转矩比串电阻前的电磁转矩小。

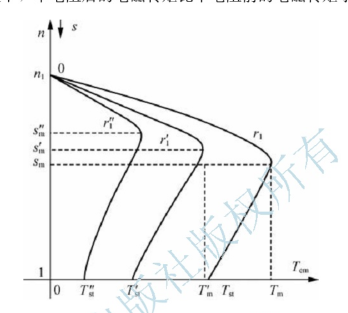


图 6.6　三相异步电动机改变定子电阻时的人为机械特性

三相异步电动机定子串联电抗和绕线型异步电动机转子串联电抗的两种人为机械特性与定子串联电阻的人为机械特性相似，这里不再叙述。

对于改变电源频率，改变电机极对数的人为机械特性，将在调速一节中介绍。

6.2　三相异步电动机的起动

电动机起动是指电动机接通电源后，从静止状态加速到稳定运行状态的过程。为了使电动机能够转动并快速达到稳定运行转速，对异步电动机起动有以下要求。

（1）起动电流倍数 $k_1 = \dfrac{I_{st}}{I_N}$ 要小，以减少 I_{st} 对电网的冲击。

（2）起动转矩倍数 $k_{st} = \dfrac{T_{st}}{T_N}$ 足够大，以加速起动过程，缩短起动时间。

（3）起动设备要简单、经济、可靠，操作维护方便。

普通三相异步电动机直接接到额定电压的电源上起动时，起动电流很大，起动转矩却不大。

起动电流很大的原因是电动机刚起动时，$n=0$，$s=1$，气隙旋转磁场切割转子的相对速度最大，转子绕组中感应的电动势最大，转子电流也达到最大值。根据磁动势平衡关系，定子电流（起动电流）I_{st} 也很大，可达额定电流的 4～7 倍。过大的起动电流由供电变压器提供，使得供电变压器的输出电压降低，对供电电网产生影响。

起动转矩却不大的原因，可以用公式 $T_{em}=C_T\Phi I_2\cos\varphi_2$ 来分析。一方面，电动机起动时，$s=1$，$f_2=f_1$，$x_2\gg r_2$，转子功率因数角 $\varphi_2=\arctan\frac{x_2}{r_2}\approx 90°$，功率因数 $\cos\varphi_2$ 很低，尽管起动时转子电流 I_2 很大，但是 $I_2\cos\varphi_2$ 并不大；另一方面，很大的起动电流引起定子漏阻抗压降 $I_{st}Z_1$ 增大，造成 E_1 减小，使气隙磁通量 Φ 减小。由于这两方面原因，三相异步电动机的起动转矩不大。

由此可见，在保证一定起动转矩的情况下，应采取措施限制起动电流。

6.2.1 鼠笼型三相异步电动机起动

鼠笼型三相异步电动机的起动有直接起动（全压起动）、降压起动和软起动 3 种方法。

1. 直接起动

直接起动是利用刀闸或者接触器把电动机直接接到具有额定电压的电源上，使电动机起动，又称全压起动。这种起动方法的优点是起动设备简单，操作方便，起动迅速；缺点是起动电流大。

异步电动机能否采用直接起动应由电网的容量、起动频繁程度、电网允许干扰的程度以及电动机的容量、型式等因素决定。一般规定，异步电动机的额定功率小于 7.5kW 时允许直接起动。若额定功率大于 7.5kW，并且电网容量较大，若符合式（6－17）的要求，电动机也允许直接起动。

$$k_1\leqslant\frac{1}{4}\left[3+\frac{\text{电源总容量（kVA）}}{\text{起动电动机功率（kW）}}\right] \tag{6-17}$$

如果不能满足式（6－17）的要求，则必须采用降压起动方法。

2. 降压起动

降压起动的目的是降低起动电流。起动时，通过起动设备使加到电机上的电压小于额定电压，等到电动机的转速达到一定数值后，再让电动机承受额定电压，保证电动机在额定电压下稳定运行。一般降压起动有以下几种方法。

（1）定子回路串电抗起动。定子回路串电抗起动如图 6.7 所示。起动时，接触器触点 KM1 闭合，KM2 断开，电源电压经电抗 X_{st} 降低后，加在电动机上，电动机降压起动。待电动机转速升高后，接触器触点 KM2 闭合，切除电抗 X_{st}，使电动机在全电压下正常运行。

定子回路串电抗 X_{st} 降压起动时，若加在电动机上的电压减小到额定电压的 $1/k$，则起动电流也减小到直接起动的 $1/k$，由于起动转矩与电源电压平方成正比，所以起动转矩减小到直接起动的 $1/k^2$。因此定子回路串电阻 R_{st} 或电抗 X_{st} 降压起动只适用于电动机轻载或空载起动。

高压、大功率电动机多采用串电抗降压起动，在低压小功率电动机上也可采用电阻降压起动。

（2）Y-△换接起动。Y-△换接起动方法只适用于正常运行时定子绕组为△接法并有 6 个出线端头的笼型电动机。为了减小起动电流，起动时将定子绕组改接成Y形，降低每相



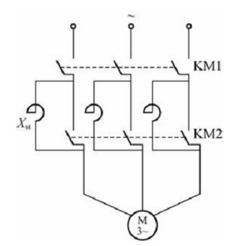


图 6.7　定子串电抗的降压起动

电压，当电动机转速上升到接近额定转速时再改成△形，其原理接线如图 6.8 所示。

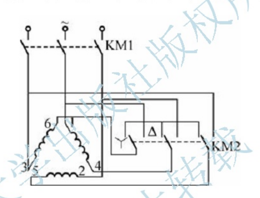


图 6.8　丫-△起动的接线图

起动时，合上接触器触点 KM1，再把 KM2 合到 Y 端，定子绕组接成丫形，每相绕组加的相电压为线电压的 $1/\sqrt{3}$，起动电流减小。待电动机转速升高到接近额定转速，再把 KM2 合到△端，定子绕组改接成△形，所加电压为线电压，电动机在额定电压下正常运行。

若电动机每相阻抗为 Z，三相绕组丫形连接起动，则电网提供电动机的起动电流为

$$I_{st\curlyvee} = \frac{U_N}{\sqrt{3}Z} \tag{6-18}$$

若电动机三相绕组△形连接时直接起动，则绕组相电压为电源电压，定子绕组每相起动电流为 U_N/Z，电网提供电动机的起动电流为

$$I_{st\triangle} = \sqrt{3}\frac{U_N}{Z} \tag{6-19}$$

将式（6-18）与式（6-19）相比，得到两种起动电流比值为

$$\frac{I_{st\curlyvee}}{I_{st\triangle}} = \frac{1}{3} \tag{6-20}$$

由于起动转矩与相电压的平方成正比，所以丫接线时与△接线时起动转矩比值为

$$\frac{T_{st\curlyvee}}{T_{st\triangle}} = \frac{(U_N/\sqrt{3})^2}{U_N^2} = \frac{1}{3} \tag{6-21}$$

可见，采用Y-△换接起动，起动电流和起动转矩都减小到直接起动时的1/3 。

Y-△换接起动的最大优点是起动电流小，起动设备简单，成本低，体积小，质量轻，操作方便，所以Y系列容量等级在4kW以上的小型三相笼型异步电动机都设计成△形连接，以便采用Y-△换接起动；缺点是只适用于正常运行时定子绕组为△形连接的电动机，并且只有一种固定的降压比。采用Y-△换接起动起动转矩只有△形直接起动时的1/3 ，因此只适用于电动机轻载或空载起动。

(3) 自耦变压器降压起动。自耦变压器用作电动机降压起动时，称为自耦补偿起动器。自耦变压器降压起动的原理接线如图6.9所示，TA为自耦变压器。电动机起动时，KM2闭合，电源电压经过自耦变压器降压后加在电动机上，限制了起动电流。当转速升高到接近稳定转速时，KM2断开，KM1闭合，自耦变压器被切除，电动机在额定电压下正常运行。自耦变压器二次侧通常有几组抽头，如40%、60%、80%共3组抽头可供选用。

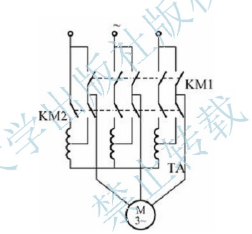


图6.9　自耦变压器降压起动接线图

对电动机采用自耦变压器起动与全压起动比较如下。

①设电网电压为U_N，自耦变压器的变比为k_A（$k_A > 1$），经自耦变压器降压后，加在电动机上的电压（自耦变压器二次侧电压）为U_N/k_A，通过电动机定子绕组的电流（自耦变压器二次侧电流）为I_{2st}，即

$$I_{2st} = \frac{1}{k_A} I_{stN} \tag{6-22}$$

式中，I_{stN}为额定电压下直接起动时起动电流。

②电网提给电动机的起动电流为

$$I_{1st} = \frac{1}{k_A} I_{2st} = \frac{1}{k_A}\left(\frac{1}{k_A} I_{stN}\right) = \frac{1}{k_A^2} I_{stN} \tag{6-23}$$

③由于起动转矩与电源电压的平方成正比，采用自耦变压器降压起动时，起动转矩为直接起动时的$1/k_A^2$，即

$$T_{st} = \frac{1}{k_A^2} T_{stN} \tag{6-24}$$



式中，T_{stN} 直接起动时的起动转矩。

可见，利用自耦变压器降压起动，虽然定子电压下降到直接起动时的 $1/k_A$，但电网提供的起动电流及电动机的起动转矩都减小到直接起动时的 $1/k_A^2$。

自耦变压器降压起动的优点是不受电动机绕组连接方式的影响，可以根据需要选择自耦变压器抽头，选择对应的起动电压；其缺点是设备体积大、投资高。此方法适用于不需频繁起动的电容量电动机。

（4）延边三角形降压起动。延边三角形起动是结合自耦变压器降压起动和Y-△换接起动的特点发展而来的。这种起动方法要求电机每相绕组中间多一个抽头，三相共有 9 个出线头，都引到接线盒，盒子中共有 9 个接线头。

图 6.10 所示是延边三角形降压起动的接线图。当电动机正常工作时，将图 6.10（a）中的 1、6，3、5，2、4 端头接在一起，作为△连接，将 3 个端头接到额定电压电源上。起动时，一相绕组的一个端头与另一相绕组的中心抽头接在一起，另一个端头引出，接到电源，如图 6.10（b）所示，A 相绕组的一个端头 4 与 B 相绕组中间抽头 8 连接，A 相另一端头 1 作为 A 相的引出端，其余依此类推。整个绕组的连接好像将三角形的每个边延长了一段，所以称为延边三角形降压起动。当电机转速接近稳定转速后，将图 6.10（b）所示连接切换到图 6.10（a）所示的连接，起动过程完成。

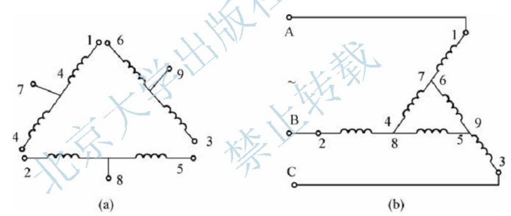


图 6.10　延边三角形降压起动接线图

通过调节抽头的位置，使绕组的Y部分绕组（如 A 相的 1－7 部分）和△部分绕组（如 A 相的 7－4 部分）的匝数比 $\frac{N_Y}{N_\triangle}$ 产生变化，可以满足不同转矩和起动电流的要求。$\frac{N_Y}{N_\triangle}$ 越大，起动性能越接近Y-△换接起动，反之，$\frac{N_Y}{N_\triangle}$ 越小，越接近直接起动。若电源电压为电动机额定电压，则延边三角形降压起动的定子每相电压的范围应是 $\frac{U_N}{\sqrt{3}} \sim U_N$，每相起动电流与起动转矩也介于直接起动的值和Y-△换接起动的值之间。

延边三角形降压起动虽然结合了自耦变压器降压起动和Y-△换接起动的特点，但在电动机结构上必须留有抽头，制造复杂，而且不能随意改变抽头的位置，限制了这种方法的使用。

3. 软起动

前面几种降压起动方法属于有级起动，起动的平滑性不高。应用软起动器可以实现笼型异步电动机的无级平滑起动，这种起动方法称为软起动，软起动是由软起动器来实现的，软起动器分磁控式和电子式两种。磁控式软起动器由一些磁性自动化元件（如磁放大器、饱和电抗器等）组成，由于它们体积大故障率高，现已被电子软起动器取代。下面简单介绍电子软起动器的 4 种起动方法。

（1）斜坡电压起动法。用电子软起动器实现电动机起动时定子电压由小到大斜坡线性上升，这种方法用于重载软起动。

（2）限流或恒流起动方法。用电子软起动器实现电动机起动时限制起动电流或保持恒定的起动电流，这种方法用于轻载软起动。

（3）电压控制起动法。用电子软起动器控制电压，保证电动机起动时产生较大的起动转矩，这是一种较好的轻载软起动法。

（4）转矩控制起动法。用电子软起动器实现电动机起动时起动转矩由小到大线性上升，这种方法起动的平滑性好，能够降低起动时对电网的冲击，是较好的重载软起动方法。

目前，一些生产厂家已经生产出各种类型的电子软起动装置，供不同类型的用户选用。在实际应用中，当笼型异步电动机不能采用全压起动时，应首先考虑选用电子软起动方法。

【例 6－2】 一台三相笼型异步电动机，$P_N = 1000\text{kW}$，$U_N = 3\text{kV}$，$I_N = 235\text{A}$，$n_N = 593\text{r/min}$，起动电流倍数 $k_1 = 6$，起动转矩倍数 $k_{st} = 1$，最大允许冲击电流为 950A，负载要求起动转矩不小于 7500N·m，计算下列起动方法时的起动电流和起动转矩，并判断每一种起动方法是否满足要求。

（1）直接起动。

（2）定子串电抗降压起动。

（3）采用Y-△换接起动。

（4）采用自耦变压器（分接头为：64%、73%）降压起动。

解：电动机的额定转矩为

$$T_N = 9550\frac{P_N}{n_N} = 9550 \times \frac{10}{593} = 16104.55(\text{N}\cdot\text{m})$$

（1）直接起动时的电流为

$$I_{st} = k_1 I_N = 6 \times 236 = 1410(\text{A}) > 950(\text{A})$$

起动转矩为

$$T_{st} = k_{st} T_N = 1 \times 16104.55 = 16104.55(\text{N}\cdot\text{m}) > 7500(\text{N}\cdot\text{m})$$

起动电流大于允许电流，不满足要求。

（2）定子串联电抗起动，设起动电流为最大冲击电流，即

$$I'_{st} = 950\text{A}$$

有



$$\frac{U'}{U_N}=\frac{1}{k}=\frac{I'_{st}}{I_{ST}}=\frac{950}{1410}=0.674$$

则

$$T'_{st}=\frac{1}{k^2}T_{st}=0.674^2\times16104.55=7315.9(\text{N}\cdot\text{m})<7500(\text{N}\cdot\text{m})$$

起动转矩小于负载转矩，电动机不能起动。

（3）采用Y-△换接起动。

起动电流为

$$I_{stY}=\frac{1}{3}I_{st}=\frac{1}{3}\times1410=470(\text{A})<950(\text{A})$$

起动转矩为

$$T_{stY}=\frac{1}{3}T_{st}=\frac{1}{3}\times16104.55=5368.18(\text{N}\cdot\text{m})<7500(\text{N}\cdot\text{m})$$

起动转矩小于负载转矩，电动机不能起动。

（4）采用自耦变压器。

①分接头为64%时，起动电流为

$$I''_{st}=\frac{1}{k_A^2}I_{st}=0.64^2\times1410=577.5(\text{A})<950(\text{A})$$

起动转矩为

$$T''_{st}=\frac{1}{k_A^2}T_{st}=0.64^2\times16104.55=6596.4(\text{N}\cdot\text{m})<7500(\text{N}\cdot\text{m})$$

起动转矩小于负载转矩，电动机不能起动。

②分接头为73%时，起动电流为

$$I''_{st}=\frac{1}{k_A^2}I_{st}=0.73^2\times1410=751.4(\text{A})<950(\text{A})$$

起动转矩为

$$T''_{st}=\frac{1}{k_A^2}T_{st}=0.73^2\times16104.55=8582.1(\text{N}\cdot\text{m})>7500(\text{N}\cdot\text{m})$$

起动电流和起动转矩都满足要求，电动机可以起动。

6.2.2 绕线型异步电动机的起动

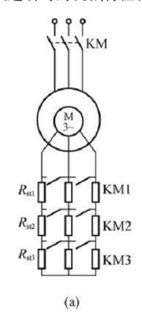
绕线型异步电动机的特点是转子三相绕组中可以串接附加电阻。转子串接适当起动电阻 R_{st}，起动转矩 T_{st} 可以增加，当 $r'_2+R'_{st}=x_1+x'_2$ 时，可以获得最大起动转矩（$T_{st}=T_m$）。转子电阻增大还可以降低起动电流 I_{st}。

绕线型电动机起动，一般采用转子串入外接电阻或频敏变阻器两种。

1. 转子串起动变阻器起动

为了在整个起动过程中能够保持较大的加速转矩，并使起动过程平滑，可以在绕线型电动机转子绕组中串入多级对称电阻。起动时，在转子绕组中串联大电阻，随着转速上升逐级切除，直到电动机稳定运行，这就是绕线型异步电动机转子串电阻分级起动。图6.11

(a) 和图 6.11 (b) 所示分别为三相绕线型异步电动机转子串电阻分级起动的接线图和对应三级起动时的机械特性。



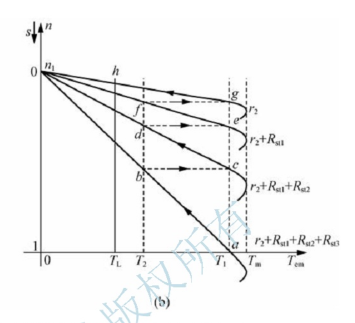


图 6.11　三相绕线型异步电动机转子串电阻分级起动

具体的起动过程参看图 6.11 (a) 和图 6.11 (b)。将接触器触点 KM1、KM2、KM3 打开，电动机的转子中串入了电阻 R_{st1}、R_{st2}、R_{st3}，合上 KM，定子接在额定电压的电源上，此时电动机的机械特性为斜率最大的一条 $0ba$ 曲线，起动点在 a 点，起动转矩为 $T_1 > T_L$（T_1 称为最大加速转矩)，电动机开始起动。

当转速上升到 b 点时，电磁转矩减小为 T_2（称为切换转矩)。为了保持较大的加速转矩，合上接触器触点 KM3，切除电阻 R_{st3}，电磁转矩增大为 T_1（c 点)，沿机械特性 cd，转速继续上升。

当转速上升到 d 点时，电磁转矩减小为 T_2。合上接触器触点 KM2，切除电阻 R_{st2}，电磁转矩增大为 T_1（e 点)，沿机械特性 ef，转速继续上升。

当转速上升到 f 点时，电磁转矩减小为 T_2。合上接触器触点 KM1，切除电阻 R_{st1}，电磁转矩增大为 T_1（g 点)，沿固有机械特性 gh，转速继续上升，直到 h 点，$T_{em} = T_L$，起动过程结束。

在起动过程中，一般最大加速转矩 $T_1 = (0.7 \sim 0.8)T_m$，切换转矩 $T_2 = (1.1 \sim 1.2)T_L$。

2. 转子串频敏变阻器起动

频敏变阻器的结构如图 6.12 (a) 所示，类似于只有一次绕组的三相变压器，其铁心是由几片到十几片厚钢板或铁板叠成。忽略频敏变阻器绕组的漏阻抗时，其等效电路如图 6.12 (b) 所示，x_m 是励磁电抗，r_m 是代表频敏变阻器铁耗的等效电阻。

频敏变阻器是串接在转子绕组上的，由于转子的频率在起动过程中变化很大，因此频敏变阻器等效电路中的 x_m 和 r_m 在起动过程中也要发生很大变化。其中，$x_m \propto f_2$，并与铁心饱和程度有关；r_m 则取决于铁耗，主要是涡流损耗，它正比于铁心磁密幅值 B_m^2 及 f_2^2。



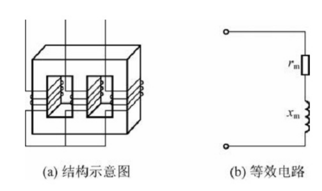


图 6.12　频敏变阻器

电动机接通电源的瞬间，转速 $n=0$，转子频率 $f_2=f_1=50\text{Hz}$，频敏变阻器铁心中涡流损耗大，所以 r_m 也大；而 x_m 则因磁路高度饱和，且绕组匝数又少，其值很小，有 $r_m>x_m$。由于 r_m 远大于转子电阻，所以限制了起动电流，增大了起动转矩。随着转速升高，f_2 逐渐降低，频敏变阻器铁心损耗随之逐渐减小，串入转子回路的电阻 r_m 自动减小，因此不需要分级切换电阻就能使电动机迅速而平稳地升至额定转速。起动结束，将频敏变阻器切除。

频敏变阻器的铁心和磁轭之间有空气隙，绕组中也有几个抽头，改变气隙大小和绕组匝数使其等效阻抗改变，可以调整电动机的起动电流和起动转矩的大小。

转子串频敏变阻器起动的优点是起动性能好，可以平滑起动，不会引起电流和转矩的冲击，频敏变阻器结构简单，运行可靠，成本低；缺点是功率因数低。这种方法适合于频繁起动的生产机械，对于要求起动转矩很大的生产机械不宜采用。对于单纯为了限制起动电流而又要求转矩上、下限十分接近的快速起动设备，采用频敏变阻器具有明显的优势。

6.3　三相异步电动机的调速

在调速指标、性能评价方面，异步电动机与直流电动机一样。下面介绍三相异步电动机的调速方法和调速原理及性能。由于三相异步电动机转速的表达式为

$$n=(1-s)n_1=(1-s)\frac{60f_1}{p} \tag{6-25}$$

从式（6-25）可知，要调节异步电动机的转速，可从改变以下 3 个参数入手。

（1）改变定子绕组的极对数 p。

（2）改变供电电源的频率 f_1。

（3）改变转差率 s。

因此，三相异步电动机的调速方法可分为两大类：一类是通过改变同步转速 n_1 来改变转速 n，具体方法有变极调速（改变 p）和变频调速（改变 f_1）；另一类是通过改变转差率 s 来实现调速，这就需要电动机从固有特性上运行改为人为特性上运行，具体方法有变压调速（改变 U_1）和转子电路串电阻调速（改变 R_2）等。

6.3.1 变频调速

1. $f_1 < f_N$ 时，要保持 $\frac{U_1}{f_1}=$ 常数

以三相异步电动机拖动恒转矩负载为例，此时的机械特性和负载特性如图 6.13（a）所示。调速前系统工作在固有特性与负载特性的交点 a 上，频率改变的瞬间，因机械惯性转速来不及改变，工作点由 a 点平移到人为特性上的 b 点。此时 $T < T_L$，n 下降，工作点沿人为特性由 b 点移至新交点 c，系统重新在比原来低的转速下稳定运行。显然，f_1 越小，n 越低。保持 $\frac{U_1}{f_1}=$ 常数是为了保持 Φ 不变，忽略定子的漏阻抗压降，近似认为 $U_1 \approx E_1 = 4.44k_{N1}N_1f_1\Phi$。准确地说，只有保持 $\frac{E_1}{f_1}=$ 常数，才能保持 Φ 不变，不过 U_1 是能方便测量的，所以常采用 $\frac{U_1}{f_1}=$ 常数下变频调速的方式。如果不采用这类方式，f_1 降低则 Φ 要增加，而这只能使磁路过分饱和，带来励磁电流猛增、损耗增加、发热、功率因数变坏、电动机带负载能力下降等弊端。

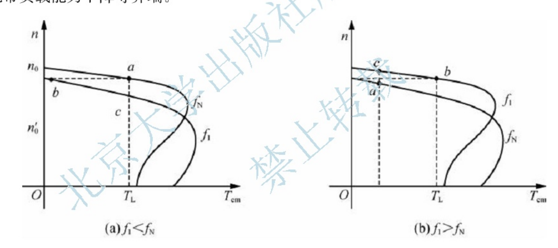


图 6.13 变频调速时三相异步电动机的机械特性和负载特性

不过，随着 f_1 的降低，U_1 的减小，漏阻抗压降的作用越明显，所以，在实际的变频调速中，随着 f_1 的降低要适当提高 $\frac{U_1}{f_1}$ 值，对阻抗压降进行适当的补偿。

2. $f_1 > f_N$ 时，要保持 $U_1 = U_N$

此时的机械特性和负载特性如图 6.13（b）所示。调速前系统工作在固有特性和负载特性的交点 a 上，f_1 改变瞬间，工作点平移到人为特性上的 b 点。由于此时 $T > T_L$，转速 n 上升，工作点沿人为特性由 b 点移至新交点 c 点，系统重新在比原来高的转速下稳定运行。可见，f_1 增加时转速 n 随之增加。

综上所述，变频调速的主要性能如下。

（1）调速方向既可往上调，又可往下调。

(2) 平滑性好可实现无级调速。

(3) 调速的稳定性好，机械特性的工作段基本平行，硬度大，静差率小。

(4) 调速范围广。

(5) 调速的经济性方面，初期投资大，需要专用的变频装置，但运行费用较低。

(6) 调速时的允许负载为 $f_1 < f_N$ 时为恒转矩调速，$f_1 > f_N$ 时为恒功率调速。

变频调速可以实现较宽范围内的平滑调速，是三相笼型异步电动机最好的调速方法，但需要专用的变频电源。目前市场上供应的变频调速器就是供电动机变频调速用的变频电源，它可以将频率和电压都一定的三相交流电源变换成频率和电压可调的三相交流电源。现代的变频调速器都带有接口，可以挂在控制网络中，既能面板控制，又能实现远程控制和网络控制，而且可以跟踪电动机的负载变化，使其处于最佳运行状态。

6.3.2　变极调速

改变磁极数也有两种基本方式，即Y-YY变极和△-YY变极。仍以三相异步电动机拖动恒转矩负载为例，它们的机械特性和负载特性分别如图 6.14 (a) 和图 6.15 (b) 所示。

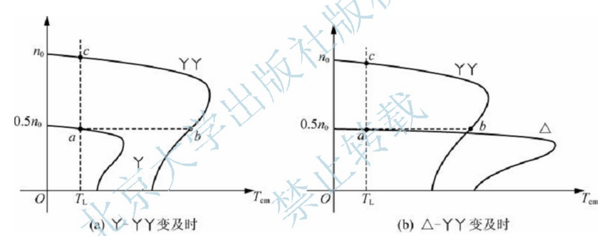


图 6.14　变极调速的机械特性和负载特性

当定子绕组由Y形连接或△形连接改接成YY形连接时，极对数 p 减半，n_1 增加 1 倍，工作点由 a 点经 b 点到达 c 点，重新在比原来高的转速下稳定运行。变极调速时为了不改变转子的转向，要注意将接至电源的 3 根导线中的任意两根对调一下位置。这是因为在 p 对磁极时，若原来 U、V、W 三相绕组中的电流为

$$\begin{cases} i_U = I_m \sin\omega t \\ i_V = I_m \sin(\omega t - 120°) \\ i_W = I_m \sin(\omega t + 120°) \end{cases}$$

当磁极对数减少一半时，电角度增加一倍，三相绕组中电流的相序变了，即

$$\begin{cases} i_U = I_m \sin\omega t \\ i_V = I_m \sin(\omega t - 240°) = I_m \sin(\omega t + 120°) \\ i_W = I_m \sin(\omega t + 240°) = I_m \sin(\omega t - 120°) \end{cases}$$

普通的笼型异步电动机出厂后磁极对数不能改变，要想用变极调速，必须选购专门可以

改变磁极对数的笼型异步电动机，这种电动机称为多速电动机。国产多速电动机的产品代号为 YD。目前国产多速电动机除两种转速之比为整数（如同步转速为 3000/1500r/min）的电动机外，还出现了两种转速之比为非整数（如同步转速为 1500/1000r/min）的电动机，还有可以得到 3 种或 4 种转速的电动机。

变极调速的主要性能总结如下。

（1）调速方向由Y或△变为YY时，是往上调，反之则为往下调。

（2）调速的平滑性差，只能有级调速。

（3）调速的稳定性好，因为在机械特性的工作段静差率 δ 基本不变。

（4）调速范围不广，一般为 2∶1～4∶1。

（5）调速的经济性好，初期投资较少，运行费用也较低。

（6）调速时的允许负载在Y-YY调速时为恒转矩调速，在△-YY调速时为恒功率调速。

6.3.3　变压调速

变压调速时三相异步电动机的机械特性和负载特性如图 6.15 所示。降低定子电压，便可改变电动机的机械特性，使得工作点由 a 点变到 b 点，从而降低了电动机的转速。对于恒转矩负载和恒功率负载来说，在 n_m 以下的各交点上运行是不稳定的，只有在 n_m 以上的各交点上运行才是稳定的，因而调速范围十分有限。对于通风机负载而言，所有交点都能满足稳定运行条件，都可以稳定运行，调速范围明显比恒转矩负载和恒功率负载时的调速范围大，但是，此时需要注意的是电流应不超过额定值。

变压调速的主要性能如下。

（1）调速方向为往下调，因为电压 U_1 不能超过额定电压 U_N，只能降压调速，故 n 只能比基本转速低。

（2）调速的平滑性好，可以实现无级调速。

（3）调速的稳定性差，因为电压降低后，机械特性硬度降低，静差率 δ 增大。

（4）调速的经济性差，因为初期投资大，需要专用的电压可调电源，运行时效率和功率因数低。

（5）调速范围不大。

（6）调速时的允许负载既非恒转矩调速，又非恒功率调速。

如上所述，单纯的变压调速实用意义不大，为了提高其调速性能，可采用速度闭环控制系统等方法进行调速。



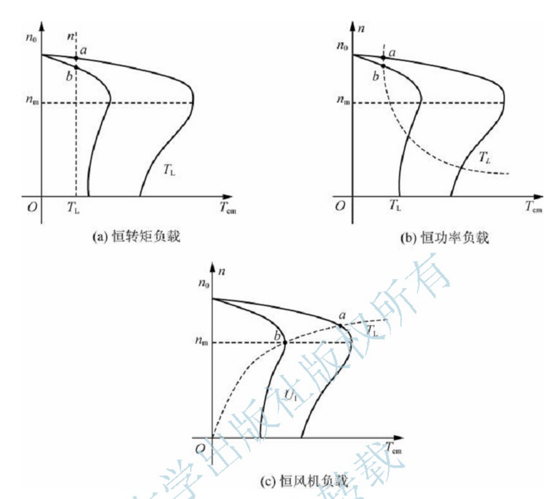


图 6.15　变压调速时三相异步电动机的机械特性和负载特性

6.3.4　三相绕线型异步电动机转子串电阻调速

前面 3 种调速方法都是针对三相笼型异步电动机而言，转子串联电阻调速方法是对三相绕线型异步电动机而言的，此时的机械特性和负载特性如图 6.16 所示。增加转子电阻 R_2 便可改变电动机的机械特性，使得工作点由 a 点变到 b 点，从而降低了转速，R_2 越大，n 越低。

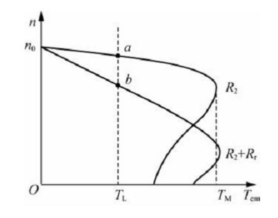


图 6.16　转子串联电阻调速时的机械特性和负载特性

从图 6.16 可以总结出转子串联电阻调速的主要性能如下。

（1）调速方向只能往下调。

（2）调速的平滑性取决于 R_2 的调节方式。

（3）调速的稳定性差，R_2 越大，机械特性硬度越小，静差率越大。

（4）调速的经济性差，初期投资虽较少，但损耗增加，运行效率低。

（5）因受低速时的静差率的限制调速范围不大。

（6）调速时的允许负载为恒转矩负载。

6.3.5 三相绕线型异步电动机的串极调速

转子电路串联电阻 R_r 调速，在电阻 R_r 中要消耗电能。如果能在转子电路中串入一个与 $\dot{E}_{2s}$ 频率相等，而相位相同或相反的附加电动势 $\dot{E}_{ad}$，以代替 R_r 上的电压降，既可节能又可将这部分功率回馈到电网中去，这种调速方法称为串极调速。串极调速时，转子电流为

$$I_{2s}=\frac{E_{2s}\pm E_{ad}}{\sqrt{R_2^2+(sX_2)^2}} \tag{6-26}$$

当 $\dot{E}_{ad}$ 与 $\dot{E}_{2s}$ 频率相等且相位相同时，式（6－26）中的 E_{2s} 与 E_{ad} 相加，引入 E_{ad} 的瞬间 I_2 增加，使得 T 增大，$T>T_L$，转速 n 上升，转差率 s 减小，使得 I_{2s} 又开始减小，T 随之减小，直到重新等于 T_L 为止。此时电动机便在比原来高的转速下稳定运行，串入的 E_{ad} 越大，转速 n 越高。当 $\dot{E}_{ad}$ 与 $\dot{E}_{2s}$ 频率相等、相位相反时，式（6－26）中取负号，E_{2s} 与 E_{ad} 相减，引入 E_{ad} 的瞬间，I_{2s} 减小，使得 T 减小，$T<T_L$，转速 n 下降，转差率 s 增加，使得 I_{2s} 又开始增加，T 随之增加直到重新等于 T_L 为止。此时，电动机便在比原来低的转速下稳定运行，串入的 E_{ad} 越大，转速 n 越低。由于 I_{2s} 是由 E_{2s} 和 E_{ad} 产生的，可以看成 I_{2s} 是由 E_{2s} 和 E_{ad} 两者分别产生的两部分电流组成，它们与旋转磁场相互作用分别产生电磁转矩。当 $\dot{E}_{ad}$ 与 $\dot{E}_{2s}$ 相位相同时，两部分电流相位相同，它们所产生的电磁转矩方向相同，在同一转速下 T 增加；当 $\dot{E}_{ad}$ 与 $\dot{E}_{2s}$ 相位相反时，两部分电流相位相反，它们所产生的电磁转矩方向相反，在同一转速下 T 减小。因此，串极调速时三相绕线型异步电动机的机械特性如图 6.17 所示，不同 E_{ad} 时的机械特性差不多是上下、左右平移。串极调速的主要性能如下。

（1）调速方向既可往上调，又可往下调。

（2）调速的平滑性好，可实现无级调速。

（3）调速的稳定性好，机械特性的硬度不变，只要转速不是太低，静差率不会太大。

（4）调速的经济性方面，初期投资大，但运行费用较低，效率高。

（5）调速范围广。

（6）调速时的允许负载为恒转矩负载。



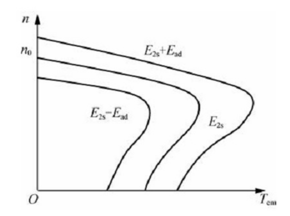


图 6.17　串极调速时三相绕线型异步电动机的机械特性

6.4　三相异步电动机的制动

整个电动机的运行过程为起动过程—稳定运行及调速过程—制动过程。制动过程就是这整个过程的最后一个动态过程。三相异步电动机的制动方法主要有能耗制动、反接制动和回馈制动。

6.4.1　能耗制动

三相异步电动机的能耗制动与直流电动机的原理相同，都是通过换路将存储在转子中的巨大动能释放出来，从而使电动机迅速地停下来，但两者方法不同。三相异步电动机的能耗制动方法如下。

首先，切断正在正常运行的电动机定子一侧的三相交流电源，然后，利用原定子三相绕组中的任意两相通入直流电，目的是建立一个恒定不变的磁场（相当于他励直流电动机的励磁电流产生的磁场）。由于能量不能跃变，即电动机转速大小、方向不会立即改变，所以转子线圈中的有效边将会切割直流电流所产生的磁场中的磁力线，产生感应电动势，从而产生感应电流，产生电磁转矩，其方向与电动机转子的旋转方向相反，最终将使电动机停下来。若电动机转子线圈处于短路状态，如鼠笼式三相异步电动机或绕线式三相异步电动机转子没有外串电阻的情况，当能耗制动时，巨大的动能大部分都将转化为巨大的转子短路电流消耗在电阻 r_2 上，并以热能的形式释放出来。能耗制动时的控制电路如图 6.18所示。

对于绕线式三相异步电动机而言，由于转子可以外串电阻，通过调节外串电阻的阻值来限定能耗制动时的转子电流，从而实现了人为地控制制动过程的目的。图 6.19 中就显示了转子回路串入不同电阻时的情况。图 6.19 中的特性曲线表明，选择合适的串入电阻可以得到较大的制动电流、制动转矩和较好的制动效果。如果能够做到随着转子中的能量的下降、感应电动势的降低，不断地调整或减小串入电阻，则可以使制动效果更好。

由于通入直流电流的作用仅仅限于建立一个磁场的目的，磁场越强，制动电流就越大，制动转矩也就越大，制动过程就越短，但同时电动机又受到最大制动转矩的限制。所

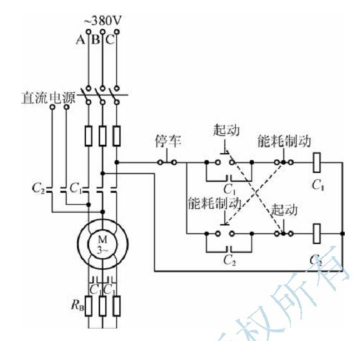


图 6.18 能耗制动时的控制电路

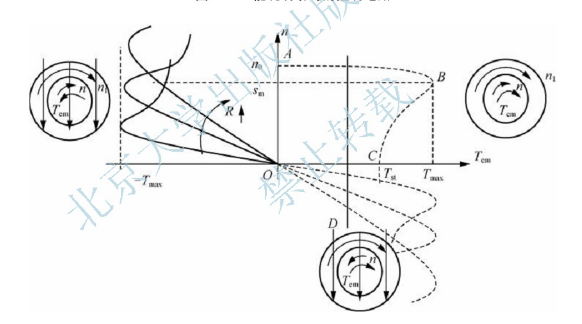


图 6.19 电动机能耗制动的机械特性和位于不同象限的状态图

以根据要求：

$$I_f = (2 \sim 3) I_0 \tag{6-27}$$

$$T_B = (1.5 \sim 2.2) T_N \tag{6-28}$$

可以计算出定子绕组的直流励磁电流 I_f 和转子应串电阻 R_B 的大小：

$$R_B = (0.2 \sim 0.4) \frac{E_{20N}}{\sqrt{3} I_{2N}} - r_2 \tag{6-29}$$

式（6-27）和式（6-29）中，I_0 为异步电动机定子绕组中的空载电流；E_{20N} 是指转子在电动机处于额定转速情况下的开路线电动势；I_{2N} 是转子绕组中的额定电流。

当然，能耗制动也适用于位能负载的情况。当能耗制动结束后，转子中的动能消耗完，转子并不能停车，而是在位能负载力矩的作用下，向反方向加速旋转，产生反向转矩，从而起制动减速作用，最终达到转矩平衡，稳定在特性的某一点上，如 D 点，作匀速转动，如图 6.19 所示。

6.4.2　反接制动

三相异步电动机的反接制动分两种：一种是电源反接制动；一种是倒拉反转制动。

1. 电源反接制动

交流无所谓极性反接，这里的反接是指三相电源的相序反接，由于反接改变了三相交流电动机电源接入的相序，使得电动机内的旋转磁场的旋转方向相反，产生制动作用，如图 6.20 所示。

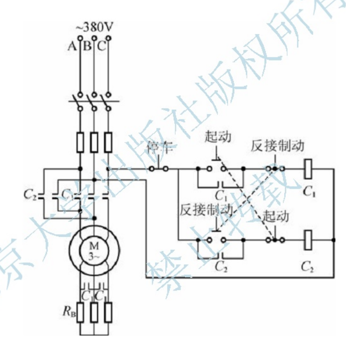


图 6.20　电源反接制动控制电路

如图 6.21 所示，对于反抗性负载，在反接制动的状态下，当在电动机轴转速 $n=0$ 时，必须断开电源，同时用机械的方法（如用抱闸）抱住电机轴，否则电动机将进入反向电动状态。

2. 倒拉反转制动

这种制动通常是在电动机带位能负载的条件下，由于转子串入较大的电阻，电动机虽然处于电动状态，但输出的电磁转矩 T_{em} 不足以带动负载按照旋转磁场的方向旋转，反而在位能负载转矩的作用下，转速下降，直至为零，最后反方向旋转，最终达到平衡状态，负载反向匀速旋转，如图 6.22 所示。

在平衡点 C 处，电动机处于倒拉反转制动状态，电动机不仅从电网获取能量，产生电磁转矩 T_{em}，同时也从负载那里吸收能量，产生反抗转矩，并且方向与定子向转子传送的电磁转矩方向一致。两个转矩共同作用于电动机轴，与负载转矩之间达到平衡，稳定地工

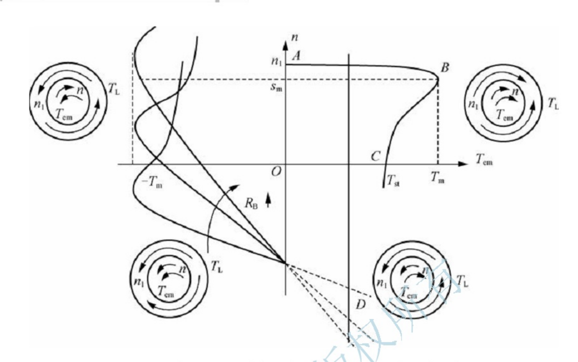


图 6.21 电源反接制动的机械特性和位于不同象限的状态图

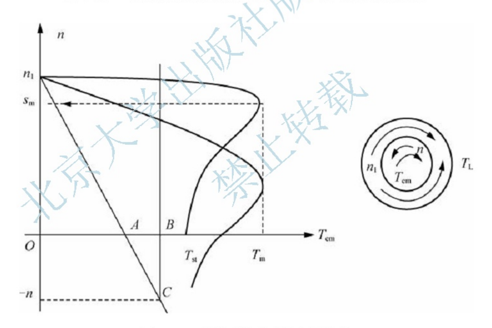


图 6.22 倒拉反转制动的机械特性

作在 C 点。电动机轴的旋转方向与负载转矩方向一致。

因此，电动机接收来自电网的能量，通过定子向转子传递的电磁功率，同时也通过电机轴接收来自机械位能负载拖动转矩产生的制动转矩所形成的电磁功率。两种能量汇合起来全部用于转子回路的电阻上了，形成转子损耗。所以，反接制动的能量损失是很大的。

在这一过程中，来自电网的电磁转矩与制动转矩两个转矩相加之和与位能负载的机械转矩实现平衡。



6.4.3　回馈制动

回馈制动是指电动机在电动状态下，其转轴受到原动机的驱动使转子的转速增加，直至$n > n_1$，电动机逐渐进入了发电状态，成为一台发电机。在电动机带一位能负载进行反接制动时和变频调速的动态过程中都会出现此现象。在这种情况下，有

(1) 转差率由正变负，即

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} < 0 \tag{6-30}$$

(2) 能量传送的方向由电动机吸收电网的电能，经定子向转子传输，最后转化为机械能，变为由转子吸收机械能，向定子传输能量，最后经定子回馈入电网。其根据是

$$P_{em} = m_1 I_2'^2 \frac{r_2'}{s} < 0 \tag{6-31}$$

$$P_m = m_1 I_2'^2 \frac{(1-s)r_2'}{s} < 0 \tag{6-32}$$

$P_m < 0$ 和 $P_{em} < 0$ 都表明，电动机转子不是在吸收能量，而是在发出能量。此时对应的功率因数为

$$\cos\varphi_2 = \frac{r_2'/s}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}} < 0 \tag{6-33}$$

根据功率因数确定的相位角 $\varphi_2 > 90^\circ$ 这一特点画矢量图，如图 6.23 所示。可以进一步看出，$\cos\varphi_1 > 90^\circ$，$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi_1 < 0$，发出功率。

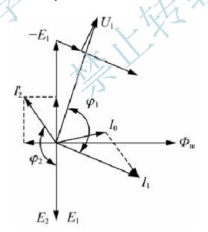


图 6.23　回馈制动的矢量关系图

这种由转子经定子向电网反馈能量的过程，也是电动机轴在原动机带动下旋转时所产生的电磁转矩为制动力矩，最终达到平衡稳定在某一平衡点上匀速运转的过程，称为再生发电制动过程。

回馈制动有两种：一种是电动机带位能负载进行反接制动；另一种就是在电动机变极调速和变频调速过程中，当新的同步转速 n_1 瞬间小于当前的电动机轴头转速时，就会出现此种回馈制动现象。

阅读材料：

三相异步电动机与变频器

先举一个例子，城镇居民日常使用的自来水，我们知道在早晨及晚饭期间，与深夜时段相比，用水量差别很大，但不管何时，当前多数地区都实现了恒压供水，也就是说，我们无论何时打开水龙头，水的流速基本不变。这里提到了恒压供水，那么怎么实现恒压供水呢？我们也应该知道，水压是由水泵施加的，再具体点，是由三相异步电动机通过不同转速来实现不同水压。这样就明了了，根据检测管道中水的实时压力，反馈给三相异步电动机的控制端，并与给定值（恒压值）比较，使三相异步电动机调整速度以保持恒定的水压力。

那么，在三相异步电动机调速环节中，如需要平滑、无级、宽范围的调速，采用变频调速最佳，这就是与三相异步电动机配套的业界常说的变频器的使用。

变频器的大面积推广使用是近一二十年之间的事，由于变频器的出现，极大地促进了三相异步电动机的应用面，虽然直流电动机同样达到优良调速性能情况下实现起来可能更简单一些，但直流电动机本体换向器的存在，使得其结构复杂、故障率高，而三相异步电动机尤其是鼠笼式三相异步电动机，电机本体结构简单、可靠、故障率低、噪音低、维护方便。所以，伴随着变频技术上的日益成熟和变频器成本的降低，变频器＋三相异步电动机的变频调速系统如雨后春笋深入各行各业。更为重要的是采用变频器后的三相异步电动机调速系统也是一套节能系统，譬如，还是水泵供水系统，当夜间人们用水量很少时，由于电机转速很低，自然在夜间就节约了电能，而没有采用变频器的话，电机不能调速，为了保证白天高峰时段供水，电机的恒定速度较高，这样夜间水管压力大增，既有水管爆裂隐患又浪费电能。

另外，在风机领域也是一样，使用变频器的三相异步电动机拖动系统根据功用可大范围调速，既满足用户需求又节约电能，这也是在短短十几年间我国各行各业逐步推广并普及了变频器的缘故。基本上，目前使用三相异步电动机的场合，几乎都能看到它旁边的变频器！

小结

与直流电动机的电力拖动类似，三相异步电动机的电力拖动也是通过对其机械特性的研究，讨论其起动、调速、制动问题。

三相异步电动机的机械特性表达式有物理表达式、参数表达式和实用表达式。物理表达式表征了三相异步电动机的电磁物理意义，并不实用；实用表达式则便于工程实践中的分析计算；参数表达式则可清晰地表达三相异步电动机各阶段电磁转矩与速度或转差率的关系，可分析各种参数变化时对电动机运行性能的影响，临界转矩、起动转矩等均可通过参数表达式准确地表达出来。

三相异步电动机的起动，有直接起动、降压起动和软起动。传统的带载起动常用降压起动，软起动是一种新型保护起动方式；另外，针对绕线型三相异步电动机，还有利用转子绕组回路可外接的优势，有转子回路串电阻的起动方法。

三相异步电动机的调速具有重要意义，变极调速、变压调速，以及专门针对绕线型异



步电动机的转子串电阻调速、串极调速，这些都是传统的调速方法，本章进行了详细介绍，相对变频调速来说，这些方法或多或少都有这样或那样的局限性，相对来说，变频调速的整体调速指标更优，已成为当前主流的调速方式。

三相异步电动机的制动大体类似于直流电动机，也是主要有能耗制动、反接制动和回馈制动3种，当然，其电磁制动原理有差别。

习题

1. 与直流电动机类似，三相异步电动机的电磁转矩也是由________和________共同产生的。

2. 一台运行中的三相异步电动机，当电源电压下降时，最大电磁转矩________，起动转矩________，临界转差率________。

3. 一台过载系数 $\lambda_m=2$ 的鼠笼式三相异步电动机，定子绕组为△接线，在额定负载转矩下运行，若电源电压不变，定子绕组改为Y接线，则电动机的最大转矩为________倍的额定转矩，电动机会________。

4. Y-△降压起动时，起动电流和起动转矩各降为直接起动时的________倍。

5. 三相异步电动机拖动恒转矩负载进行低于额定转速下的变频调速时，为了保证过载能力和主磁通不变，则 U_1 应随 f_1 按________规律调节。

6. 三相异步电动机降低电源电压调速时，电压降低，转速________，过载能力________。

7. 三相异步电动机的反接制动分两种，分别是________和________，其中后者仅限于________负载的条件下。

8. 当运行中的三相异步电动机的转速超过________时，出现回馈制动。

9. 与固有机械特性相比，三相异步电动机的人为机械特性上的最大电磁转矩减小，临界转差率没变，则该机械特性是（　　）。

A. 定子回路串电阻时的人为机械特性　　B. 降低电源电压时的人为机械特性

C. 转子回路串电阻时的人为机械特性　　C. 哪一个都不是

10. 三相异步电动机起动瞬间，转差率为（　　）。

A. $s=0$　　B. $s=0.01\sim0.1$　　C. $s=1$　　D. $s>1$

11. 三相异步电动机的负载越大，则起动电流（　　）。

A. 越大　　B. 越小　　C. 与负载无关　　D. 不能确定

12. 有关异步电动机变极调速的叙述中错误的是（　　）。

A. 变极调速是通过改变定子绕组的连接方式来实现的

B. 变极调速是无级调速

C. 可改变磁极对数的电动机也称为多速电动机

D. 变极调速适用于鼠笼式和绕线式异步电动机

13. 三相异步电动机反接制动时，其转差率为（　　）。

A. $s<0$　　B. $s=1$　　C. $0<s<1$　　D. $s>1$

14. 异步电机机械特性参数表达式是否仅适用于50Hz条件下的计算？若使用于其他

频率，公式需要做哪些修正？

15. 异步电动机的最大电磁转矩 T_m受哪个参数变化的影响最大？试从物理意义上解释其原因。

16. 异步电机机械特性参数式对应异步电机的哪一种等效电路？它的主要误差是什么？

17. 试分析异步电动机定子绕组串电阻的人为机械特性与降低电源电压的人为机械特性有何异同。

18. 鼠笼式异步电动机采用直接起动有何优缺点？

19. 三相异步电动机的最大转矩及临界转差率与电机的哪些参数有关？在给定参数及电源频率条件下，如电压降到额定电压的80%，最大转矩如何变化？对临界转差率有没有什么影响？

20. 鼠笼式和绕线式异步电动机有哪几种间接起动方法？各有何优缺点？

21. 一台三相、50Hz 异步电动机，$P_N=10$ kW，$n_N=1455$r/min，$\lambda_m=2$。试计算这台电机的额定转矩、最大转矩、起动转矩。

22. 有一台三相鼠笼式异步电动机，$P_N=55$kW，$U_N=380$V，$I_{1N}=100$A，$n_N=1475$r/min，过载能力 $\lambda_m=2$，起动电流倍数 $K_i=6.06$，起动转矩倍数 $K_m=1.1$，试求：

①全压直接起动时的 I_{stN}和 T_{stN}；②为了限制起动电流，采用定子串电阻起动，但要保证 $T_{st}=0.8T_N$，试求所串电阻值和 I_{st}；③如采用自耦变压器降压起动，仍保证 $T_{st}=0.8T_N$，试求变压器变比和 I_{st}；④如采用Y-△起动，能否满足 $T_{st}\geqslant T_{stN}$的要求？

23. 某绕线式异步电动机数据为 $P_N=55$kW，$U_N=380$V，$I_N=121.1$A，$n_N=580$r/min，$U_{2N}=212$V，$I_{2N}=159$A，$\lambda_m=2.3$，最大允许起动转矩 $T_1=1.8T_N$，起动切换转矩 $T_2=0.8T_N$，试用解析法求起动电阻的级数和每级的电阻值。

24. 一台三相绕线式异步电动机数据为 $P_N=11$ kW，$U_N=380$ V，$I_N=30.8$A，$I_{2N}=46.7$A，$n_N=715$r/min，$\lambda_m=2.9$。用它来拖动一台绞车，在下放重物时采用发电反馈制动，负载转矩为额定转矩的0.8。求：①电机在固有机械特性上的稳定转速；②如果在转子回路串入其值为转子电阻值3倍的附加电阻，稳定转速为多少？

第7章

电力电子器件

关键术语： 电力二极管，晶闸管，GTO，GTR，电力 MOSFET，IGBT，电力电子器件的驱动，电力电子器件的保护。

学过本章后，读者将能够：

掌握各主要电力电子器件的结构、工作原理、静态特性和开关特性；

理解各主要电力电子器件主要参数的物理意义；

理解电力电子驱动的概念及其功能；

能熟练描述出电力电子器件常采用的过电压、过电流、缓冲电路、散热等保护措施原理。

引例：

电力电子器件跟随着电力电子装置而存在，在电机控制、电力系统电能变换与改善、各类特种电源中，大量存在电力电子装置。图 7.1 所示就是我们常见的一些电力电子装置。图 7.1 (a) 所示为变频器，如第 6 章所述，三相异步电动机若要调速，一般首选采用变频器控制；图 7.1 (b) 所示的无功功率补偿器则是电力系统领域常见的调节无功的一种电力电子装置；而图 7.1 (c) 所示的开关电源，则是取代笨重的线性电源的基于现代电力电子技术的直流电源；图 7.1 (d) 所示的电子镇流器出现，使得我们采用更加节能的照明装置成为可能。



(a) 变频器



(b) 无功功率补偿器

图 7.1　电力电子装置



（c）开关电源



（d）电子镇流器

图 7.1　电力电子装置（续）

本章是研究电力电子技术的基础，对电力电子电路中常用电力电子开关器件进行介绍，包括各主要器件的结构原理、特性、参数等，对电力电子器件的驱动、保护也分别进行了介绍。

7.1　电力电子器件的分类

电力电子器件按其工作时的开关特性分为不可控器件、半控型器件和全控型器件三大类。

（1）不可控器件。不可控器件是没有控制端子的二端器件，即电力二极管，也叫功率二极管。它具有不可控单向导电特性。目前常用的有普通电力二极管、快恢复二极管和肖特基二极管等，容量可高达 6000A/3000V。

（2）半控型器件。半控型器件通过控制端子，利用控制信号可控制开通，不可控制关断的单向导电开关特性，常用的是普通晶闸管（SCR）及其派生的系列晶闸管器件。

（3）全控型器件。通过控制端子，利用控制信号既可控制其开通，又可以控制其关断的电力电子器件称为全控型器件。由于与半控型器件相比，全控型器件可以由控制信号控制其关断，因此又称为自关断器件。这类器件品种最多，目前最常用的是 IGBT（Insulated-Gate Bipolar Transistor）和电力 MOSFET（Power MOSFET）。

按照驱动电路（或触发电路）加在电力电子器件控制端和公共端之间信号的性质，可以将电力电子器件（电力二极管除外）分为电流驱动型和电压驱动型两类。如果是通过从控制端注入或者抽出电流来实现导通或者关断的控制，这类电力电子器件被称为电流驱动型电力电子器件；如果是仅通过在控制端和公共端之间施加一定的电压信号就可实现导通或者关断的控制，这类电力电子器件则被称为电压驱动型电力电子器件。由于电压驱动型器件实际上是通过加在控制端上的电压，在器件的两个主电路端子之间产生可控的电场来改变流过器件的电流大小及通断状态的，所以电压驱动型器件又被称为场控器件，或者场效应器件。

以上两种分类方法需要在下面各节学习各具体器件时加深体会。

7.2　电力二极管

7.2.1　电力二极管的结构和工作原理

电力二极管是电力电子器件中结构最简单，应用最广泛的一种器件，是传统不可控整流装置的核心器件。与普通二极管相比，它们的工作原理和特性相似，具有单向导电性。实质上，电力二极管（本节以下内容中提到的二极管均指电力二极管）是在面积较大的PN结上加装引线以及封装形成的，主要有螺栓式和平板式，其外形、内部结构和电气图形符号如图7.2所示，A为阳极，K为阴极。

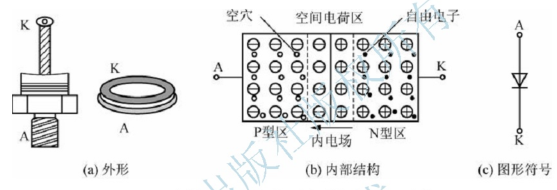


图7.2　电力二极管的外形、内部结构和电气图形符号

（1）二极管外加正向电压（正向偏置）时，即阳极A接电源正极，阴极K接电源负极，外电场高于内电场后，内部多数载流子扩散运动加强，空间电荷区变窄，形成很大的正向电流，二极管处于正向导通状态。若外电路没有限流措施，则会因电流过大而损坏二极管。

（2）二极管外加反向电压（反向偏置）时，即阳极A接电源负极，阴极K接电源正极，外电场与内电场方向相同，空间电荷区变宽，内部只有少数载流子的漂移运动，产生的反向电流很小，二极管处于反向截止状态。

7.2.2　电力二极管的基本特性

1. 静态特性

伏安特性是电力二极管两端所加电压和流过电流的关系曲线，如图7.3所示。

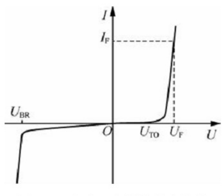


图7.3　电力二极管的伏安特性

（1）二极管外加正向电压必须大于门槛电压 U_{TO}，正向电流才开始明显增加。二极管导通后，正向电流 I_F 由外部电路参数决定，与 I_F 相对应的二极管两端电压 U_F 为正向压降。

（2）二极管外加反向电压时，反向漏电流很小且随反向电压增大变化不大。当反向电压增大到某一数值后，反向电流突然急剧增大，称二极管反向击穿，对应的电压 U_{BR} 称反向击穿电压。反向击穿可分为雪崩击穿和齐纳击穿。

发生反向击穿后，只要外电路采取措施能将反向电流限制在一定范围内，反向电压降低后，二极管仍可恢复原来状态，如果反向电流过大，功耗增大导致 PN 结温度升高，二极管过热而烧毁，造成热击穿。一般半导体器件的损坏大多是热击穿损坏。

二极管正向压降和反向漏电流与温度有关，随温度升高，反向漏电流增大，正向压降减小。正向特性向左移，反向特性向下移。

2. 动态特性

动态特性指电力二极管通态和断态之间转换过程的开关特性。图 7.4 所示为电力二极管导通和关断过程中电压、电流动态过程波形。

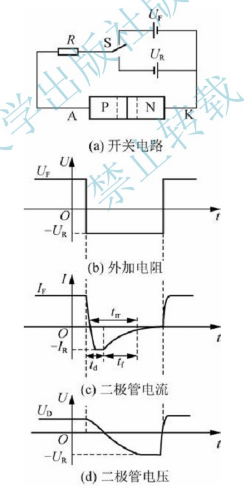


图 7.4 二极管导通和关断过程中电压、电流动态过程波形

二极管正向偏置时，载流子的扩散形成较大的正向电流，同时也形成内部 PN 结的扩



散电容。此时，外加电压突然由正向变为反向，二极管并不能立即关断，而需要短暂的恢复时间，当结电容上的电荷复合掉以后，二极管才能恢复反向阻断能力，进入截止状态。

图 7.4 中 t_d 为反向电流延迟时间，t_f 为反向电流下降时间，二极管反向恢复时间 t_{rr} 为

$$t_{rr} = t_d + t_f \tag{7-1}$$

二极管处于反向偏置状态突加正向电压时，也需要一定的时间才会有正向电流流过，称为正向恢复时间，其值一般远小于反向恢复时间。反向恢复时间 t_{rr} 对二极管的工作频率有着决定性意义，它限制了电力二极管的开关速度。

7.2.3　电力二极管的主要参数

1. 额定正向平均电流 I_F

在规定的管壳温度和散热条件下，电力二极管长期运行时允许流过的最大工频正弦半波电流的平均值。此电流下由于二极管正向压降引起的损耗使结温升高不超过最高允许结温。

由于流过正向电流的有效值决定着管子的发热，在应用中要按照实际电流波形与正向平均电流有效值相等的原则来选取二极管电流定额。

【例 7-1】　在单相工频半波整流电路中，流过二极管的电流波形如图 7.5 所示。试计算该电流波形的平均值和有效值。

解：电流平均值

$$I_F = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} I_M \sin\omega t \, d(\omega t) = \frac{I_M}{\pi}$$

电流有效值 $I = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(I_M \sin\omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_M}{2}$

二极管电流有效值与平均值之比为 $\frac{I}{I_F} = \frac{\pi}{2} = 1.57$

由上述可知，额定正向平均电流为 100A 的二极管，工频半波下允许流过的电流有效值为 157A。

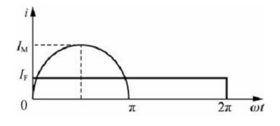


图 7.5　二极管半波整流电流波形

当二极管工作的开关频率较高时，除通态损耗外，开关损耗也不能忽略，在选择二极管电流定额时，应考虑留有足够的裕量。

当二极管流过其他波形的电流时，应按照有效值相等的原则来选取管子的定额。设二极管流过任意波形电流的平均值为 I_d，定义电流有效值与平均值之比称为波形系数，用 K_f 表示

$$K_f = \frac{I}{I_d} \tag{7-2}$$

2. 反向重复峰值电压 U_{RRM}

电力二极管反向所能承受的重复施加的最高峰值电压。一般为反向击穿电压 U_{BR} 的 1/2～2/3。使用时，通常按照实际电路中二极管可能承受的最高峰值电压的两倍来选取二极管定额。

3. 正向管压降 U_F

电力二极管在规定的壳温和正向电流下工作对应的正向导通压降。使用时，选择 U_F 较低的管子可以降低损耗。

4. 最高允许结温 T_{jM}

结温（T_j）是管芯PN结的平均温度，最高允许结温是PN结正常工作时所能承受的最高平均温度。根据管子半导体材料的不同，最高允许结温一般在125～175℃范围内。

5. 浪涌电流

指电力二极管所能承受的最大的连续一个或几个工频周期的过电流。

7.2.4 电力二极管的主要类型

电力二极管在交直流变换中起着续流、回馈、隔离、钳位和保护作用。按其开关频率不同，可以分为普通二极管、快恢复二极管和肖特基二极管。

1. 普通二极管

普通二极管工作频率较低，常用于1kHz以下的整流装置中，因此又称为整流二极管。其反向恢复时间较大，一般高于5μs，但电压、电流额定值较高，可达几千伏/几千安。例如，国产ZP系列二极管，主要用于各种设备的整流电源部分。

2. 快恢复二极管

快恢复二极管也称开关二极管，关断时反向恢复时间很短，一般在5μs以下，制造工艺采用扩散法，通过掺金或铂来控制反向恢复时间。另外一种采用外延法制造的二极管开关速度更快，反向恢复时间可低于50ns，称为超快恢复二极管。国产的ZK系列，美国MOTOROLA公司的MR系列均为快恢复二极管；美国MOTOROLA公司的MUR系列为超快恢复二极管。快恢复二极管的电压、电流定额最大值不如普通二极管，一般用于高频下的斩波器和逆变器。

3. 肖特基二极管

肖特基二极管是由金属和N型半导体接触形成的势垒二极管，也称为面垒二极管。其主要优点是不存在扩散电容，反向恢复时间很短（10～40ns），正向压降较低。但存在一些缺点：漏电流较大，电压定额较低，温度特性较差。如美国MOTOROLA公司的MBR系列，主要用于低电压、低功耗、高频、低电流的开关电源输出整流电路和仪表设备中。

7.3 晶闸管

普通晶闸管也称作硅可控整流器（Silicon Controlled Rectifier，SCR），简称可控硅。它是一种半控型开关器件，工作频率较低，是目前电压、电流定额最大的电力电子开关器件，广泛应用于各种工频变流装置中。

7.3.1 晶闸管的结构和工作原理

晶闸管是三端半导体器件，外形上有螺栓式和平板式。3 个极分别为阳极 A、阴极 K 和门极 G，外形和电气符号如图 7.6 所示。平板式结构散热效果较好，一般用于制造 200A 以上的晶闸管。

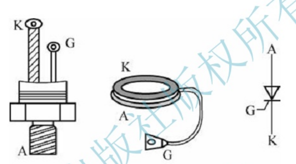


图 7.6　晶闸管的外形和电气图形符号

晶闸管的管芯结构如图 7.7（a）所示，是具有 3 个 PN 结的 4 层半导体器件。结构示意图如图 7.7（b）所示，由 P_1、N_1、P_2、N_2 共 4 层半导体形成了 3 个 PN 结 J_1、J_2 和 J_3。当晶闸管阳极与阴极之间外加正向电压时，J_2 结反偏，流过很小的漏电流，称为晶闸管正向阻断状态；当晶闸管阳极与阴极之间外加反向电压时，J_1 和 J_3 结反偏，流过的漏电流同样很小，称为晶闸管反向阻断状态。只在晶闸管阳极与阴极上加电压，在以上两种接法下，晶闸管均处于阻断状态。

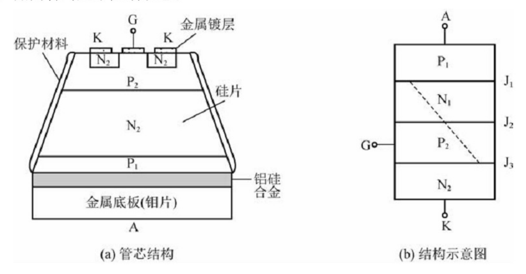


图 7.7　晶闸管管芯结构和等效结构示意图

4 层 PNPN 结构的晶闸管可以看成 PNP 和 NPN 两只晶体管的互联结构，等效电路如图 7.8 所示，内部会形成正反馈的结构。

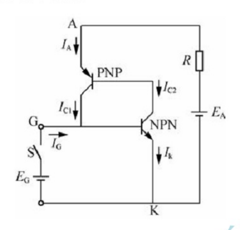


图 7.8　晶闸管工作原理等效电路示意图

当晶闸管外加正向电压时，如果门极也加上足够的正向电压，有门极电流 I_G 流入 NPN 管基极，使其导通，产生的集电极电流 I_{C2} 流入 PNP 管基极，它导通后的集电极电流 I_{C1} 又流入 NPN 管基极，形成强烈的正反馈过程，两只管子迅速进入饱和导通状态，晶闸管由阻断状态转为导通状态。可以证明，晶闸管的阳极电流 I_A 表达式为

$$I_A = \frac{I_{C0} + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \tag{7-3}$$

式中，I_{C0} 为 J_2 结的反向漏电流，值很小；α_1 和 α_2 分别为两个晶体管的共基极电流放大系数，$\alpha_1 = I_{C1}/I_A$，$\alpha_2 = I_{C2}/I_K$。

晶闸管阴极电流为

$$I_K = I_A + I_G \approx I_A \tag{7-4}$$

门极电流相对来说比较小。从式（7-3）可以看出，晶闸管的阳极电流 I_A 的大小与（$\alpha_1 + \alpha_2$）的数值有直接关系。

当 $I_C = 0$ 时，$\alpha_1 + \alpha_2$ 很小，$I_A \approx I_{C0}$，晶闸管处于正向阻断状态。随门极电流 I_G 的增加，晶体管发射极电流增大，使 α_1 和 α_2 增大，当 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ 时，阳极电流 I_A 急剧增大，实现晶闸管的饱和导通。此时，阳极电流 I_A 受主回路电压 E_A 和负载电阻 R 的限制，否则会因电流过大而损坏晶闸管。

导通后 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1.15$，即使去掉门极控制信号 $I_G = 0$，晶闸管仍然保持原来的阳极电流继续导通，门极不再起控制作用，可见，晶闸管是一种只能控制导通而不能控制关断的半控型器件。关断晶闸管，必须使阳极电压减小或反向，阳极电流减小到维持电流以下，$\alpha_1 + \alpha_2$ 迅速减小，晶闸管才能重新恢复阻断状态。

7.3.2　晶闸管的基本特性

总结前面介绍的工作原理，可以简单归纳晶闸管正常工作时的特性如下。

（1）当晶闸管承受反向电压时，不论门极是否有触发电流，晶闸管都不会导通。

（2）当晶闸管承受正向电压时，仅在门极有触发电流的情况下晶闸管才能开通。



(3) 晶闸管一旦导通，门极就失去控制作用，不论门极触发电流是否还存在，晶闸管都保持导通。

(4) 若要使已导通的晶闸管关断，只能利用外加电压和外电路的作用使流过晶闸管的电流降到接近于零的某一数值以下。

1. 静态特性

静态特性即伏安特性，是指晶闸管阳极电压U_{AK}与阳极电流I_A之间的关系，如图7.9所示。

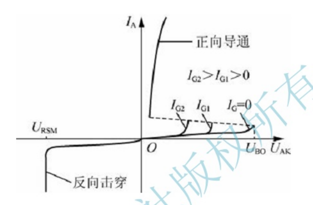


图7.9 晶闸管的阳极伏安特性

门极开路，晶闸管A-K极加正向电压时，外加电压小于正向转折电压U_{BO}，晶闸管处于正向阻断状态，漏电流很小。当外加正向电压达到正向转折电压U_{BO}时，反偏的J_2结击穿，阳极电流I_A突然急剧增大，晶闸管进入导通状态。这种开通方式不易控制，会引起管子的局部过热，损坏开关器件，称为电压触发。另外，结温过高和阳极电压上升率du/dt过大也会使晶闸管触发导通，这些都属于非正常触发，应用中要采取适当措施加以防止。

如果门极所加触发电流I_G大于零时，会使晶闸管在较低的阳极电压下触发导通，门极触发电流越大，导通时转折电压越低，这种方法是控制晶闸管导通的正常触发方式。晶闸管正向导通后，特性与二极管的正向伏安特性相似。

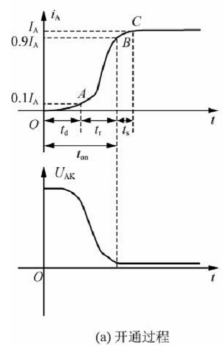
若晶闸管A-K极加反向电压，门极控制不起作用，管子处于反向阻断状态，反向漏电流很小。当反向电压增大到反向转折电压U_{RSM}时，晶闸管反向击穿，反向电流急剧增大，此时外部电路若没有限流措施，晶闸管会因为过热而损坏。其反向特性与二极管反向伏安特性类似。

2. 动态特性

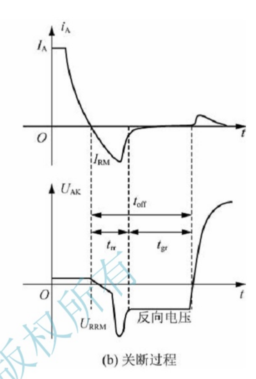
(1) 开通特性。晶闸管阳极加正向电压，门极受理想阶跃信号触发。开通时，内部正反馈的建立需要一定的时间，阳极电流和电压的变化过程如图7.10(a)所示。

开通过程可分为3个阶段，分别是延迟时间t_d、上升时间t_r和扩展时间t_s，晶闸管的开通时间为延迟时间和上升时间之和，即$t_{on}=t_d+t_r$。由于晶闸管开通时有正反馈过程存在，因此开通时间很短，一般在几个微秒。

(2) 关断特性。在原来导通的晶闸管上，改变A-K极之间的电压极性，晶闸管会被



(a) 开通过程



(b) 关断过程

图 7.10　晶闸管的开通与关断工作波形

强迫关断。关断时阳极电压和电流波形如图 7.10（b）所示。

这一过程与二极管的关断过程类似，是导通时积累的非平衡载流子消散的过程，需要经过两个阶段。分别为反向恢复时间 t_{rr} 和门极恢复时间 t_{gr} 。晶闸管关断时间为二者之和，即 $t_{off}=t_{rr}+t_{gr}$ 。一般普通晶闸管的关断时间在几百微秒。由于线路漏感的存在，引起管子 A－K 极间出现尖峰反向电压 U_{RRM} ，其值过高会造成 SCR 反向击穿。

通常门极恢复时间 t_{gr} 比反向恢复时间 t_{rr} 大得多。在实际应用中，给晶闸管所加的反向电压时间应大于 t_{gr} ，否则正向电压过早到来会使管子不受门极的控制而重新导通。

7.3.3　晶闸管的主要参数

1. 电压参数

（1）断态重复峰值电压 U_{DRM} 。在额定结温，门极开路时，晶闸管允许的 50 次/s，每次时间不大于 10ms，重复施加在管子上的正向断态最大脉冲电压。

（2）反向重复峰值电压 U_{RRM} 。在额定结温，门极开路时，晶闸管允许的 50 次/s，每次时间不大于 10ms，重复施加在管子上的反向最大脉冲电压。

（3）额定电压。将 U_{DRM} 和 U_{RRM} 电压中较小的一个数值取整后作为该晶闸管的额定电压。应用时，为保证晶闸管工作安全，要留有一定裕量，额定电压应为正常工作峰值电压的两倍以上。

（4）通态峰值电压 U_{TM} 。在额定结温下，晶闸管通以 2 倍或规定倍数的额定通态平均电流时，阳极与阴极间的瞬态峰值电压，即管压降。在使用时，为减小器件功率损耗和发热，应选择管压降小的晶闸管。



2. 电流参数

(1) 通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 。通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 又称为额定电流。指在环境温度+40℃和规定的冷却条件下，晶闸管工作在导通角不小于170°的电阻性负载电路中，在额定结温下允许流过的工频正弦半波电流的平均值。将该电流按标准电流系列取整后，即为该晶闸管的通态平均电流。

晶闸管的额定电流大小与结温有关，而器件的发热由电流有效值决定。由于晶闸管工作电路的形式和负载性质不同，导通角不同，流过晶闸管的电流波形不一样。在使用中，选取管子电流定额应按实际波形的电流与通态平均电流有效值相等的原则来选取，并留有两倍左右的裕量。

【例7-2】　单相半控整流电路，晶闸管在图8.2中的π/2时刻开始导通，试计算该电流波形的平均值、有效值和波形系数。额定电流为100A的管子允许流过的平均值电流是多少？

解：电流平均值：

$$I_d = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi/2}^{\pi} I_M \sin\omega t \, d(\omega t) = \frac{I_M}{2\pi}$$

电流有效值：

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\pi/2}^{\pi} (I_M \sin\omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{\sqrt{2} I_M}{4}$$

波形系数：

$$K_f = \frac{I}{I_d} = \frac{\sqrt{2}\pi}{2} \approx 2.22$$

额定电流为100A的晶闸管，有效值电流为157A，允许流过的平均值电流：

$$I_d = \frac{1.57 \times 100}{K_f} = \frac{157}{2.22} = 70.7(\mathrm{A})$$

即100A的晶闸管此时只能当70A使用。可见，晶闸管允许通过的电流与电流波形有关。

(2) 维持电流 I_H 。维持电流 I_H 是晶闸管在触发导通后，门极开路和室温条件下，能使晶闸管维持通态所必需的最小阳极电流。它与结温有关，结温越高，维持电流越小。

(3) 擎住电流 I_L 。擎住电流 I_L 是指晶闸管一经触发导通就去掉门极触发信号，能保持晶闸管继续导通所需的最小阳极电流。同一晶闸管 I_L 是 I_H 的2～4倍。

3. 门极参数

(1) 门极触发电流 I_{GT} 。在规定的环境温度，阳极与阴极加一定正向电压（一般为6V）的条件下，使晶闸管从阻断状态变为导通状态所需的最小门极直流电流。

(2) 门极触发电压 U_{GT} 。能够产生门极触发电流 I_{GT} 所对应的最小门极直流电压。

(3) 门极反向峰值电压 U_{RGM} 。门极所能承受的反向最大电压，一般不超过10V。

4. 动态参数

(1) 断态电压临界上升率 du/dt 。在额定结温和门极开路情况下，晶闸管保持阻断状

态所能承受的最大电压上升率。如果 du/dt 数值过大，内部结电容产生的位移电流会造成管子误导通，其单位是 V/μs。

(2) 通态电流临界上升率 di/dt 。在正常工作条件下，晶闸管用门极触发信号开通时，所能承受而不会引起损坏的通态电流最大上升率。其值过大，会使内部半导体材料局部过流发热而损坏，其单位是 A/μs。

晶闸管的电压、电流等级目前是电力电子开关器件中最高的，但其开关时间较长，允许的电压、电流上升率较小，工作频率受到很大限制。

随着变流技术的快速发展，对晶闸管的使用提出了一些特殊的要求，基于相关学科与器件制作工艺水平的不断提高，在普通晶闸管基础上又研制出了很多不同性能的特殊晶闸管。它们基本上都是 PNPN 四层半导体结构的派生器件。主要类型有快速晶闸管、双向晶闸管、光控晶闸管和逆导型晶闸管等。

7.4　可关断晶闸管

门极可关断晶闸管（Gate-Turn-off Thyristor，GTO）严格地讲也是晶闸管的一种派生器件，但可以通过在门极施加负的脉冲电流使其关断，因而属于全控型器件。

7.4.1　GTO 的结构和工作原理

GTO 和普通晶闸管一样，是 PNPN 四层半导体结构，外部也是引出阳极、阴极和门极。但和普通晶闸管不同的是，GTO 是一种多元的功率集成器件。虽然外部同样引出 3 个极，但内部则包含数十个甚至数百个共阳极的小 GTO 元，这些 GTO 元的阴极和门极则在器件内部并联在一起。这种特殊结构是为了便于实现门极控制关断而设计的。图 7.11 (a) 和图 7.11 (b) 分别给出了典型的 GTO 各单元阴极、门极间隔排列的图形和其并联单元结构的断面示意图，图 7.11 (c) 所示是 GTO 的电气图形符号。

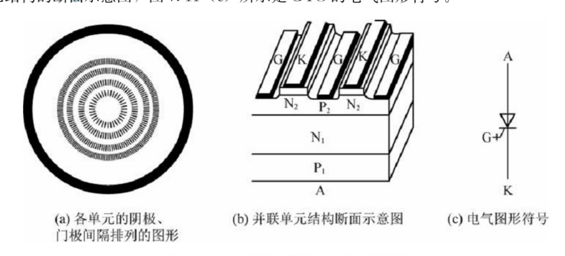


图 7.11　GTO 的内部结构和电气图形符号

与普通晶闸管一样，GTO 的工作原理仍然可以用如图 7.7 和图 7.8 所示的双晶体管模型来分析。其上下的 PNP 和 NPN 分别具有共基极增益 α_1 和 α_2 。由普通晶闸管的分析



可以看出，$\alpha_1+\alpha_2=1$ 是器件临界导通的条件。当 $\alpha_1+\alpha_2>1$ 时，两个等效晶体管过饱和而使器件导通；当 $\alpha_1+\alpha_2<1$ 时，不能维持饱和导通而关断。GTO 与普通晶闸管不同之处如下。

（1）在设计器件时使得 α_2 较大，这样晶体管 V_2 控制灵敏，使得 GTO 易于关断。

（2）使得导通时的 $\alpha_1+\alpha_2$ 更接近于 1。普通晶闸管设计为 $\alpha_1+\alpha_2\geqslant 1.15$，而 GTO 设计为 $\alpha_1+\alpha_2\approx 1.05$，这样使 GTO 导通时饱和程度不深，更接近于临界饱和，从而为门极控制关断提供了有利条件。当然，负面的影响是导通时管压降增大了。

（3）多元集成结构使每个 GTO 元阴极面积很小，门极和阴极间的距离大为缩短，使得 P_2 基区所谓的横向电阻很小，从而使从门极抽出较大的电流成为可能。

所以，GTO 的导通过程与普通晶闸管是一样的，有同样的正反馈过程，只不过导通时饱和程度较浅。而关断时，给门极加负脉冲，即从门极抽出电流，则晶体管 NPN 的基极电流 I_{b2} 减小，使 I_K 和 I_{c2} 减小，I_{c2} 的减小又使 I_A 和 I_{c1} 减小，又进一步减小 NPN 的基极电流，如此也形成强烈的正反馈。当两个晶体管发射极电流 I_A 和 I_K 的减小使 $\alpha_1+\alpha_2<1$ 时，器件退出饱和而关断。

GTO 的多元集成结构除了对关断有利外，也使得其比普通晶闸管开通过程更快，承受 di/dt 的能力更强。

7.4.2　GTO 的特性

GTO 的静态特性，即伏安特性与普通晶闸管相同。下面主要介绍其动态特性。

图 7.12 给出了 GTO 开通和关断过程中门极电流 i_G 和阳极电流 i_A 的波形。与普通晶闸管类似，开通过程中需要经过延迟时间 t_d 和上升时间 t_r。关断过程有所不同，需要经历抽取饱和导通时储存的大量载流子的时间——储存时间 t_s，从而使等效晶体管退出饱和状态；然后，则是等效晶体管从饱和区退至放大区，阳极电流逐渐减小时间——下降时间 t_f；最后，还有残存载流子复合所需时间——尾部时间 t_t。

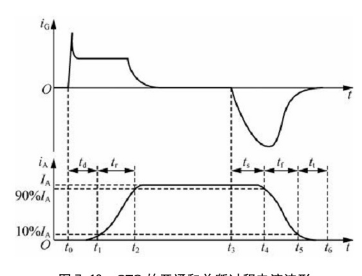


图 7.12　GTO 的开通和关断过程电流波形

通常 t_f 比 t_s 小得多，而 t_t 比 t_s 要长。门极负脉冲电流幅值越大，前沿越陡，抽走储存

载流子的速度越快，t_s 就越短。使门极负脉冲的后沿缓慢衰减，在 t_t 阶段仍能保持适当的负电压，则可以缩短尾部时间。

7.4.3 GTO 的主要参数

GTO 的许多参数都和普通晶闸管相应的参数意义相同。这里只简单介绍一些意义不同的参数。

（1）最大可关断阳极电流 I_{ATO} 。这也是用来标称 GTO 额定电流的参数。这一点与普通晶闸管用通态平均电流作为额定电流是不同的。

（2）电流关断增益 β_{off} 。最大可关断阳极电流与门极负脉冲电流最大值 I_{GM} 之比称为电流关断增益，即

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{I_{GM}} \tag{7-5}$$

β_{off} 一般很小，只有 5 左右，这是 GTO 的一个主要缺点。一个 1000A 的 GTO，关断时门极负脉冲电流的峰值达 200A，这是一个相当大的数值。

（3）开通时间 t_{on} 。开通时间指延迟时间与上升时间之和。GTO 的延迟时间一般为 1～2μs，上升时间则随通态阳极电流值的增大而增大。

（4）关断时间 t_{off} 。关断时间一般指存储时间和下降时间之和，而不包括尾部时间。GTO 的存储时间随阳极电流的增大而增大，下降时间一般小于 2μs。

另外，需要指出的是，不少 GTO 都制造成逆导型，类似于逆导晶闸管。当需要承受反向电压时，应和电力二极管串联使用。

7.5 电力晶体管

电力晶体管（Giant Transistor，GTR）按英文直译为巨型晶体管，是一种耐高电压、大电流的双极结型晶体管（Bipolar Junction Transistor，BJT），所以英文有时候也称为 Power BJT，业内也称为功率三极管或电力三极管。

7.5.1 GTR 的结构和工作原理

GTR 与普通的双极结型晶体管基本原理是一样的，这里不再详述。但是对 GTR 来说，最主要的特性是耐压高、电流大、开关特性好，因为电力电子器件主要工作于开或关两种状态下，而不像小功率的用于信息处理的晶体管主要用于放大，比较注重单管电流放大系数、线性度、频率响应以及噪声和温漂等性能参数。所以，GTR 通常采用至少由两个晶体管按达林顿接法组成的单元结构，同 GTO 一样采用集成电路工艺将许多这种单元并联而成。单管的 GTR 结构与普通晶体管类似。GTR 是由三层半导体（分别引出集电极、基极和发射极）形成的两个 PN 结（集电结和发射结）构成，多采用 NPN 结构。图 7.13（a）和图 7.13（b）分别给出了 NPN 型 GTR 的内部结构断面示意图和电气图形符号。注意，表示半导体类型字母的右上角标“＋”表示高掺杂浓度，“－”表示低掺杂浓度。



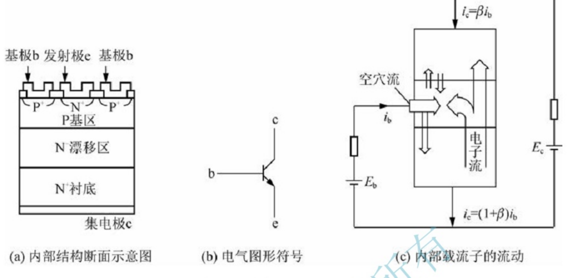


图 7.13　GTR 的结构、电气图形符号和内部载流子的流动

可以看出，与信息电子电路中的普通晶体管（双极结型晶体管）相比，GTR 多了一个 N^- 漂移区（低掺杂 N 区）。这与电力二极管中低掺杂 N 区的作用一样，是用来承受高电压的。而且，GTR 导通时也是靠 P 区向 N^- 漂移区注入大量的少子形成的电导调制效应来减小通态电压和损耗的。

在应用中，GTR 一般采用共发射极接法，图 7.13（c）给出了在此接法下 GTR 内部主要载流子流动情况示意图。集电极电流 i_c 与基极电流 i_b 之比为

$$\beta=\frac{i_c}{i_b} \tag{7-6}$$

式中，β 为 GTR 的电流放大系数，它反映了基极电流对集电极电流的控制能力。当考虑到集电极和发射极间的漏电流 I_{ceo} 时，i_c 和 i_b 的关系为

$$i_c=\beta i_b+I_{ceo} \tag{7-7}$$

GTR 的产品说明书中通常给出的是直流电流增益 h_{FE}，它是在直流工作的情况下，集电极电流与基极电流之比。一般可认为 $\beta\approx h_{FE}$。单管 GTR 的 β 值比处理信息用的晶体管小得多，通常为 10 左右，采用达林顿接法可以有效地增大电流增益。

7.5.2　GTR 的基本特性

1. 静态特性

图 7.14 给出了 GTR 在共发射极接法时的典型输出特性，明显地分为我们所熟悉的截止区、放大区和饱和区 3 个区域。在电力电子电路中，GTR 工作在开关状态，即工作在截止区和饱和区。但在开关过程中，即在截止区和饱和区之间过渡时，一般要经过放大区。

2. 动态特性

GTR 是用基极电流来控制集电极电流的，图 7.15 给出了 GTR 开通和关断过程中基极电流和集电极电流波形的关系。

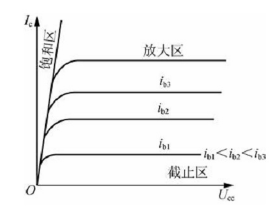


图 7.14　共发射极接法时 GTR 的输出特性

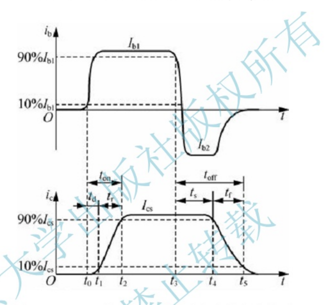


图 7.15　GTR 的开通和关断过程中的电流波形

与 GTO 类似，GTR 开通时需要经过延迟时间 t_d 和上升时间 t_r ，二者之和为开通时间 t_{on} ；关断时需要经过储存时间 t_s 和下降时间 t_f ，二者之和为关断时间 t_{off} 。延迟时间主要是发射结势垒电容和集电结势垒电容充电产生的。增大基极驱动电流 i_b 的幅值并增大 di_b/dt ，可以缩短延迟时间，同时也可以缩短上升时间，从而加快开通过程。储存时间是用来除去饱和导通时储存在基区的载流子的，是关断时间的主要部分。减小导通时的饱和深度以减小储存的载流子，或者增大基极抽取负电流 I_{b2} 的幅值和负偏压，可以缩短储存时间，从而加快关断速度。当然，减小导通时的饱和深度的负面作用是会使集电极和发射极间的饱和导通压降 U_{ces} 增加，从而增大通态损耗，这是一对矛盾。

GTR 的开关时间在几微秒以内，比晶闸管和 GTO 都短很多。

7.5.3　GTR 的主要参数

除了前面述及的一些参数，如电流放大倍数 β 、直流电流增益 h_{FE} 、集电极与发射极间漏电流 I_{ceo} 、集电极和发射极间饱和压降 U_{ces} 、开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 以外，对 GTR 主要关心的参数还包括以下几个。



1. 最高工作电压

GTR 上所加的电压超过规定值时，就会发生击穿。击穿电压不仅和晶体管本身的特性有关，还与外电路的接法有关。有发射极开路时集电极和基极间的反向击穿电压 BU_{cbo}；基极开路时集电极和发射极间的击穿电压 BU_{ceo}；发射极和基极间用电阻连接或短路连接时集电极和发射极间的击穿电压 BU_{cer} 和 BU_{ces}，以及发射结反向偏置时集电极和发射极间的击穿电压 BU_{cex}。这些击穿电压之间的关系为 $BU_{cbo} > BU_{cex} > BU_{ces} > BU_{cer} > BU_{ceo}$。实际使用 GTR 时，为了确保安全，最高工作电压要比 BU_{ceo} 低得多。

2. 集电极最大允许电流 I_{cM}

通常规定直流电流放大系数 h_{FE} 下降到规定值的 1/3～1/2 时，所对应的 I_c 为集电极最大允许电流。实际使用时要留有较大裕量，只能用到 I_{cM} 的一半或稍多一点。

3. 集电极最大耗散功率 P_{cM}

这是指在最高工作温度下允许的耗散功率。产品说明书中在给出 P_{cM} 时总是同时给出壳温 T_C，间接表示了最高工作温度。

7.6　电力场效应晶体管

就像小功率的用于信息处理的场效应晶体管（Field Effect Transisitor，FET）分为结型和绝缘栅型一样，电力场效应晶体管也有这两种类型，但通常主要指绝缘栅型中的 MOS（Metal Oxide Semiconductor）型 FET，简称电力 MOSFET（Power MOSFET），或者更精炼地简称 MOS 管或 MOS。至于结型电力场效应晶体管则一般称作静电感应晶体管（Static Induction Transistor，SIT）。这里主要讲述电力 MOSFET。

电力 MOSFET 是用栅极电压来控制漏极电流的，因此它的第一个显著特点是驱动电路简单，需要的驱动功率小；第二个显著特点是开关速度快、工作频率高。另外，电力 MOSFET 的热稳定性优于 GTR。但是，电力 MOSFET 电流容量小、耐压低，多用于功率不超过 10kW 的电力电子装置。

7.6.1　电力 MOSFET 的结构和工作原理

MOSFET 的种类和结构繁多，按导电沟道可分为 P 沟道和 N 沟道。当栅极电压为零时漏源极之间就存在导电沟道的称为耗尽型；对于 N（P）沟道器件，栅极电压大于（小于）零时才存在导电沟道的称为增强型。在电力 MOSFET 中，主要是 N 沟道增强型。

电力 MOSFET 也是多元集成结构，一个器件由许多个小 MOSFET 元组成。每个元的形状和排列方法，不同生产厂家采用了不同的设计，甚至因此对其产品取了不同的名称。具体的单元形状有六边形、正方形等，也有矩形单元按“品”字形排列的。

图 7.16（a）给出了 N 沟道增强型电力 MOSFET 中一个单元的截面图；电气图形符号如图 7.16（b）所示。G 称为栅极，控制端；S 为源极；D 为漏极。

当漏极接电源正端，源极接电源负端，栅极和源极间电压为零时，P 基区与 N 漂移区

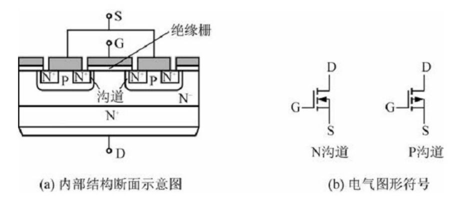


图 7.16 电力 MOSFET 的结构和电气图形符号

之间形成的 PN 结 J_1 反偏，漏源极之间无电流流过。如果在栅极和源极之间加一正电压 U_{GS}，由于栅极是绝缘的，所以并不会有栅极电流流过。但栅极的正电压却会将其下面 P 区中的空穴推开，而将 P 区中的少子——电子吸引到栅极下面的 P 区表面。当 U_{GS} 大于某一电压值 U_T 时，栅极下 P 区表面的电子浓度将超过空穴浓度，从而使 P 型半导体反型而成 N 型半导体成为反型层，该反型层形成 N 沟道而使 PN 结 J_1 消失，漏极和源极导电。电压 U_T 称为开启电压（或阀值电压），U_{GS} 超过 U_T 越多，导电能力越强，漏极电流 I_D 越大。

同其他电力半导体器件与对应的信息电子器件的关系一样，与信息电子电路中的 MOSFET 相比，电力 MOSFET 多了一个 N^- 漂移区（低掺杂 N 区），这是用来承受高电压的。不过，栅极和 P 区之间是绝缘的，无法像电力二极管和 GTR 那样在导通时靠从 P 区向 N^- 漂移区注入大量的少子形成的电导调制效应来减小通态电压和损耗。因此电力 MOSFET 虽然可以通过增加 N^- 漂移区的厚度来提高承受电压的能力，但是，由此带来的通态电阻增大和损耗增加也是非常明显的。所以，目前一般电力 MOSFET 产品设计的耐压能力都在 1000V 以下。

7.6.2 电力 MOSFET 的基本特性

1. 静态特性

漏极直流电流 I_D 和栅源间电压 U_{GS} 的关系反映了输入电压和输出电流的关系，称为 MOSFET 的转移特性，如图 7.17（a）所示。从图中可知，I_D 较大时，I_D 与 U_{GS} 的关系近似线性，曲线的斜率被定义为 MOSFET 的跨导 G_{fs}，即

$$G_{fs} = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \tag{7-8}$$

MOSFET 是电压控制型器件，其输入阻抗极高，输入电流非常小。

图 7.17（b）所示是 MOSFET 的漏极伏安特性，即输出特性。从图中同样可以看到我们所熟悉的截止区、饱和区、非饱和区 3 个区域。这里饱和是指漏源电压增加时漏极电流不再增加，非饱和是指漏源电压增加时漏极电流相应增加。电力 MOSFET 工作在开关状态，即在截止区和非饱和区之间来回转换。



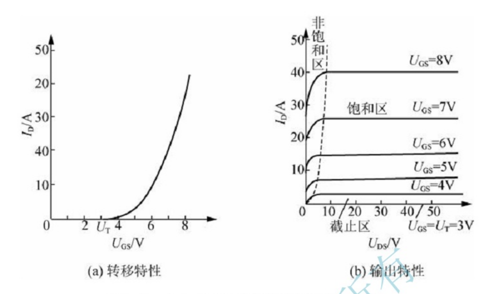


图 7.17　电力 MOSFET 的转移特性和输出特性

2. 动态特性

用图 7.18（a）所示电路来测试电力 MOSFET 的开关特性。图中 u_p 为矩形脉冲电压信号源［波形如图 7.18（b）所示］，R_s 为信号源内阻，R_G 为栅极电阻，R_L 为漏极负载电阻，R_F 用于检测漏极电流。

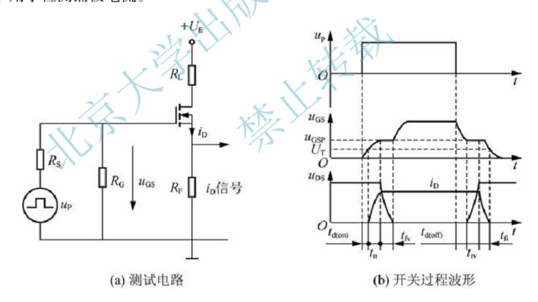


图 7.18　电力 MOSFET 的开关过程

因为电力 MOSFET 存在输入电容 C_{in} ，所以当脉冲电压 u_p 的前沿到来时，C_{in} 有充电过程，栅极电压 u_{GS} 呈指数曲线上升，如图 7.18（b）所示。当 u_{GS} 上升到开启电压 U_T 时，开始出现漏极电流 i_D 。从 u_p 前沿时刻到 $u_{GS}=U_T$ 并开始出现 i_D 的时刻这段时间，称为开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 。此后，i_D 随 u_{GS} 的上升而上升。漏极电流 i_D 从零上升到稳态值的时间，称为电流上升时间 t_{ri} 。漏极电流 i_D 上升到稳态值时，栅极电压 u_{GS} 上升到 u_{GSP} ，而漏极电压 u_{DS} 开始下降。漏极电压 u_{DS} 下降的时间称为电压下降时间 t_{fv} 。在漏极电压下降的过程中，栅极电压 u_{GS} 将维持在 u_{GSP} 这个值并形成一个平台，直到电压下降时间结束才继续以

指数曲线上升到其稳态值。实际上，电压下降时间具体的物理过程是连接在栅极的信号源给栅极和漏极之间的极间电容（又称米勒电容 Miller Capacitance）反向充电，从而使漏极电压 u_{DS} 下降而栅极电压 u_{GS} 维持在 u_{GSP} 不变。u_{GSP} 的大小和 i_D 的稳态值有关。u_{GS} 在这段时间内基本维持不变的波形又称为米勒平台（Miller Plateau）。这里，电力 MOSFET 的开通时间 t_{on} 可以定义为开通延迟时间、电流上升时间及电压下降时间之和，即

$$t_{on}=t_{d(on)}+t_{ri}+t_{fv} \tag{7-9}$$

电力 MOSFET 的关断过程基本上是与其开通过程顺序相反而且电压和电流变化趋势也相反的过程，包括关断延迟时间 $t_{d(off)}$、电压上升时间 t_{rv} 和电流下降时间 t_{fi}。当脉冲电压 u_p 下降到零时，栅极输入电容 C_{in} 通过信号源内阻 R_s 和栅极电阻 R_G（$R_G \gg R_s$）开始放电，栅极电压 u_{GS} 按指数曲线下降，当下降到 u_{GSP} 时，漏极电压 u_{DS} 才开始上升，这段时间称为关断延迟时间 $t_{d(off)}$。此后，经过电压上升时间（栅极电压 u_{GS} 维持在 u_{GSP}）和电流下降时间，直到 $u_{GS}<U_T$ 时沟道消失，i_D 下降到零。关断延迟时间、电压上升时间和电流下降时间之和可以定义为 MOSFET 的关断时间 t_{off}，即

$$t_{off}=t_{d(off)}+t_{rv}+t_{fi} \tag{7-10}$$

从上面的开关过程可以看出，MOSFET 的开关速度和其输入电容的充放电有很大关系。使用者虽然无法降低 C_{in} 的值，但可以降低栅极驱动电路的内阻 R_s，从而减小栅极回路的充放电时间常数，加快开关速度。

通过以上讨论还可以看出，由于 MOSFET 不存在少子储存效应，因而其关断过程是非常迅速的。MOSFET 的开关时间在 10～100ns，其工作频率可达 100kHz 以上，是主要电力电子器件中最高的。此外，虽然电力 MOSFET 是场控器件，在静态时几乎不需要输入电流，但是，在开关过程中需要对输入电容充放电，仍需要一定的驱动功率。

7.6.3 电力 MOSFET 的主要参数

除前面已涉及的跨导 G_{fs}、开启电压 U_T 及开关过程中的各时间参数之外，电力 MOSFET 还有以下主要参数。

（1）漏极电压 U_{DS}。这是标称电力 MOSFET 电压定额的参数。

（2）漏极直流电流 I_D 和漏极脉冲电流幅值 I_{DM}。这是标称电力 MOSFET 电流定额的参数。

（3）栅源电压 U_{GS}。栅源之间的绝缘层很薄，$|U_{GS}|>20V$ 将导致绝缘层击穿。

（4）极间电容。MOSFET 的 3 个电极之间分别存在极间电容 C_{GS}、C_{GD} 和 C_{DS}。一般生产厂家提供的是漏源极短路时的输入电容 C_{iss}、反向转移电容 C_{rss} 和共源极输出电容 C_{oss}。它们：

$$C_{iss}=C_{GS}+C_{GD} \tag{7-11}$$

$$C_{rss}=C_{GD} \tag{7-12}$$

$$C_{oss}=C_{DS}+C_{GD} \tag{7-13}$$

前面提到的输入电容可以近似用 C_{iss} 代替，这些电容都是非线性的。



7.7　绝缘栅双极晶体管

GTR 和 GTO 是电流驱动器件，由于具有电导调制效应，其通流能力很强，但开关速度较慢，所需驱动功率大，驱动电路复杂。而电力 MOSFET 是电压驱动器件，开关速度快，输入阻抗高，热稳定性好，所需驱动功率小而且驱动电路简单。将这两类器件相互取长补短适当结合而成的复合器件，通常称为 Bi-MOS 器件。绝缘栅双极晶体管（Insulated-gate Bipolar Transistor，IGBT 或 IGT）综合了 GTR 和 MOSFET 的优点，因而具有良好的特性。因此，自从 1986 年开始投入市场，就迅速扩展了其应用领域，目前已取代了原来 GTR 和 GTO 的市场，成为中、大功率电力电子设备的主导器件。

7.7.1　IGBT 的结构和工作原理

IGBT 也是三端器件，具有栅极 G、集电极 C 和发射极 E。图 7.19（a）给出了一种由 N 沟道 MOSFET 与双极型晶体管组合而成的 IGBT 的基本结构。与图 7.16（a）对照可以看出，IGBT 比 MOSFET 多一层 P^+注入区，因而形成了一个大面积的 P^+N 结 J_1。这样使得 IGBT 导通时由 P^+注入区向 N^-漂移区发射少子，从而实现对漂移区电导率进行调制，使得 IGBT 具有很强的通流能力，解决了在电力 MOSFET 中无法解决的 N^-漂移区追求高耐压与追求低通态电阻之间的矛盾。其简化等效电路如图 7.19（b）所示，由图可以看出，这是用双极型晶体管与 MOSFET 组成的达林顿结构，相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 PNP 晶体管。图中 R_N 为晶体管基区内的调制电阻。因此，IGBT 的驱动原理与电力 MOSFET 基本相同，是一种场控器件。其开通和关断是由栅极和发射极间的电压 u_{GE} 决定的，当 u_{GE} 为正且大于开启电压 $u_{GE(th)}$ 时，MOSFET 内形成沟道，并为晶体管提供基极电流进而使 IGBT 导通。由于前面提到的电导调制效应，使得电阻 R_N 减小，这样高耐压的 IGBT 也具有很小的通态压降。当栅极与发射极间施加反向电压或不加信号时，MOSFET 内的沟道消失，晶体管的基极电流被切断，使得 IGBT 关断。

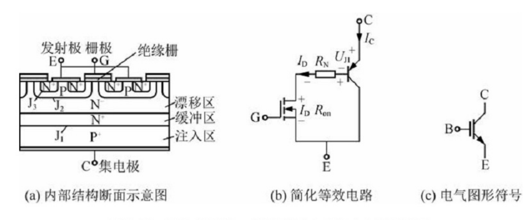


图 7.19　IGBT 的结构、简化等效电路和电气图形符号

以上所述 PNP 晶体管与 N 沟道 MOSFET 组合而成的 IGBT 称为 N 沟道 IGBT，记为 N-IGBT，其电气图形符号如图 7.19（c）所示。相应的还有 P 沟道 IGBT，记为 P-IGBT，

其电气图形符号与图 7.19（c）中的箭头相反。实际当中 N 沟道 IGBT 应用较多，因此，下面仍以其为例进行介绍。

7.7.2 IGBT 的基本特性

1. 静态特性

图 7.20（a）所示为 IGBT 的转移特性，它描述的是集电极电流 I_C 与栅射电压 U_{GE} 之间的关系，与电力 MOSFET 的转移特性类似。开启电压 $U_{GE(th)}$ 是 IGBT 能实现电导调制而导通的最低栅射电压。$U_{GE(th)}$ 随温度升高而略有下降，温度每升高 1℃，其值下降 5mV 左右。在＋25℃时，$U_{GE(th)}$ 的值一般为 2～6V。

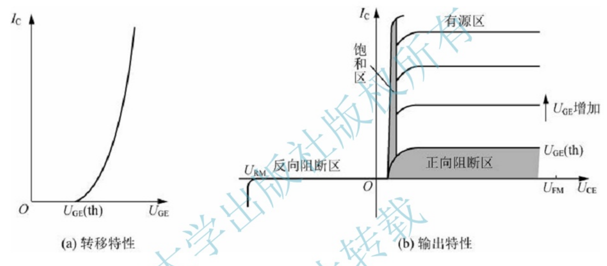


图 7.20　IGBT 的转移特性和输出特性

图 7.20（b）所示为 IGBT 的输出特性，也称伏安特性，它描述的是以栅射电压为参考变量时，集电极电流 I_C 与集射极间电压 U_{CE} 之间的关系。此特性与 GTR 的输出特性相似，不同的是参考变量，IGBT 为栅射电压 U_{GE}，而 GTR 为基极电流 I_B。IGBT 的输出特性也分为 3 个区域：正向阻断区、有源区和饱和区。这分别与 GTR 的截止区、放大区和饱和区相对应。此外，当 $u_{CE}<0$，IGBT 为反向阻断工作状态。在电力电子电路中，IGBT 工作在开关状态，因而是在正向阻断区和饱和区之间来回转换。

2. 动态特性

图 7.21 给出了 IGBT 开关过程的波形图。IGBT 的开通过程与电力 MOSFET 的开通过程很相似，这是因为 IGBT 在开通过程中大部分时间是作为 MOSFET 来运行的。如图 7.21所示，从驱动电压 u_{GE} 的前沿上升至其幅值的 10％时刻，到集电极电流 i_c 上升至其幅值的 10％时刻，这段时间为开通延迟时间 $t_{d(on)}$。而 i_c 从 10％ I_{CM} 上升至 90％ I_{CM} 所需时间为电流上升时间 t_{ri}。集射电压 u_{CE} 的下降过程 t_{fv} 分为 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段。前者为 IGBT 中的 MOSFET 单独工作的电压下降过程，在该过程中栅极电压 u_{GE} 维持不变，即处在米勒平台；后者为 MOSFET 和 PNP 晶体管同时工作的电压下降过程。由于 u_{CE} 下降时，IGBT 中 MOSFET 的栅漏电容增加，而且 IGBT 中的 PNP 晶体管由放大状态转入饱和状态也需



要一个过程，因此，t_{fv2} 段电压下降过程变缓。只有在 t_{fv2} 段结束时，IGBT 才完全进入饱和状态。同样，开通时间 t_{on} 可以定义为开通延迟时间与电流上升时间及电压下降时间之和。

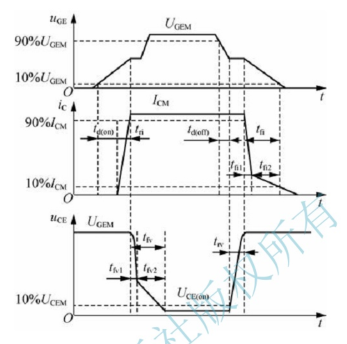


图 7.21 IGBT 的开关过程

IGBT 关断时与电力 MOSFET 的关断过程也相似。从驱动电压 u_{GE} 的脉冲后沿下降到其幅值的 90%的时刻起，到集射电压 u_{CE} 上升至幅值的 10%，这段时间为关断延迟时间 $t_{d(off)}$。随后是集射电压 u_{CE} 上升时间 t_{rv}，在这段时间内栅极电压 u_{GE} 维持不变。集电极电流从 90% I_{CM} 下降至 10% I_{CM} 的这段时间为电流下降时间 t_{fi}。电流下降时间可以分为 t_{fi1} 和 t_{fi2} 两段。其中，t_{fi1} 对应 IGBT 内部的 MOSFET 的关断过程，这段时间集电极电流 i_C 下降较快；t_{fi2} 对应 IGBT 内部的 PNP 晶体管的关断过程，这段时间内 MOSFET 已经关断，IGBT 又无反向电压，所以，N 基区内的少子复合缓慢，造成 i_C 下降较慢。t_{fi2} 对应的集电极电流被形象地称为拖尾电流（Tailing Current）。由于此时集射电压已经建立，较长的电流下降时间会产生较大的关断损耗。为解决这一问题，可以与 GTR 一样通过减轻饱和程度来缩短电流下降时间，不过同样也需要与通态压降折中。关断延迟时间、电压上升时间和电流下降时间之和可以定义为关断时间 t_{off}。

可以看出，由于 IGBT 中双极型 PNP 晶体管的存在，虽然带来了电导调制效应的好处，但也引入了少子储存现象，因而 IGBT 的开关速度要低于电力 MOSFET。此外，IGBT 的击穿电压、通态压降和关断时间也是需要折中的参数。高压器件的 N 基区必须有足够宽度和较高电阻率，这会引起通态压降增大和关断时间延长。

7.7.3 IGBT 的主要参数

除了前面提到的各参数之外，IGBT 的主要参数还包括以下 3 个。

（1）最大极射极间电压 U_{CES}。这是由器件内部的 PNP 晶体管所能承受的击穿电压所确定的。

（2）最大集电极电流。包括额定直流电流 I_C 和 1ms 脉宽最大电流 I_{CP} 。

（3）最大集电极功耗 P_{CM} 。在正常工作温度下允许的最大耗散功率。

IGBT 的特性和参数特点可以总结如下。

（1）IGBT 开关速度高，开关损耗小。有关资料表明，在电压为 1000V 以上时，IGBT 的开关损耗只有 GTR 的 1/10，与电力 MOSFET 相当。

（2）在相同电压和电流定额的情况下，IGBT 的安全工作区比 GTR 大，而且，具有耐脉冲电流冲击的能力。

（3）IGBT 的通态压降比 VDMOSFET 低，特别是在电流较大的区域。

（4）IGBT 的输入阻抗高，其输入特性与电力 MOSFET 类似。

（5）与电力 MOSFET 和 GTR 相比，IGBT 的耐压和通流能力还可以进一步提高，同时可保持开关频率高的特点。

7.8　其他电力电子器件

7.8.1　静电感应晶体管

静电感应晶体管（Static Induction Transistor，SIT）诞生于 1970 年，实际上是一种结型场效应晶体管。将用于信息处理的小功率 SIT 器件的横向导电结构改为垂直导电结构，即可制成大功率的 SIT 器件。SIT 工作频率与电力 MOSFET 相当，甚至超过电力 MOSFET，而功率容量也比电力 MOSFET 大，因而适用于高频大功率场合，目前已在雷达通信设备、超声波功率放大、脉冲功率放大和高频感应加热等专业领域获得了较多的应用。

但是，SIT 在栅极不加任何信号时是导通的，而栅极加负偏压时关断，被称为正常导通型器件，使用不太方便，此外，SIT 通态电阻较大，使得通态损耗也大。SIT 可以做成正常关断型器件，但通态损耗将更大。因而，SIT 还未在大多数电力电子设备中得到广泛应用。

7.8.2　集成门极换流晶闸管

集成门极换流晶闸管（Integrated Gate-Commutated Thyristor，IGCT）有的厂家也称为 GCT（Gated-Commutated Thyristor），是 20 世纪 90 年代后期出现的新型电力电子器件。IGCT 实质上是将一个平板型的 GTO 与由很多个并联的电力 MOSFET 器件和其他辅助元件组成的 GTO 门极驱动电路，采用精心设计的互联结构和封装工艺集成在一起。IGCT 的容量与普通 GTO 相当，但开关速度比普通的 GTO 快 10 倍，而且可以简化普通 GTO 应用时庞大而复杂的缓冲电路，只不过其所需的驱动功率仍然很大。在 IGCT 产品刚推出的几年中，由于其电压和电流容量大于当时 IGBT 的水平而很受关注，但 IGBT 的电压和电流容量很快赶了上来，目前 IGCT 产品应用很少。

7.8.3　碳化硅器件

碳化硅（SiC）是一种有发展前景的宽禁带半导体材料，可制作出性能更加优异的高



温、高频、高压、高功率、抗辐射的电力电子器件。碳化硅器件的极限工作温度可以提高到600℃以上（硅器件只能达200℃），能在高温下长时间稳定工作。在额定阻断电压相同的前提下，碳化硅器件通态电阻很低，工作频率也比硅器件高10倍以上。

1. 碳化硅肖特基二极管

21世纪初，碳化硅肖特基二极管首先揭开了碳化硅器件在电力电子技术领域替代硅器件的序幕。碳化硅肖特基二极管具有高温性，反向漏电流极小，几乎没有反向恢复时间等优点，替代传统硅结构快恢复二极管，可取得提高工作频率、大幅度降低开关损耗的明显效果。

由于肖特基二极管的制造工艺相对简单，对碳化硅肖特基二极管的研究较为成熟。美国Cree公司和德国Inficon公司率先推出耐压600V、电流分别为12A和10A以下的系列产品。普渡大学最近制造出了阻断电压高达4.9kV的4H-SIC肖特基二极管，特征导通电阻为43mΩ/cm²，这是目前碳化硅肖特基二极管的最高水平。目前，商用碳化硅肖特基二极管最高耐压可达1200V，最大电流可达20A。

2. 碳化硅场效应器件

碳化硅场效应器件的开发优势在于能够兼顾阻断电压和通态电阻，结构与硅场效应器件没有太大区别，因而可以充分利用硅MOS的成熟技术。1994年首次报道的碳化硅场效应器件，耐压只有260V，通态比电阻为18mΩ·cm³。虽然目前碳化硅场效应器件还未能实现商业化，但其研发工作进展很快，在2004年其耐压已经达到了硅器件无法达到的10000V水平，通态比电阻也向理论极限大大靠近了一步，可达123mΩ·cm³。

3. 碳化硅IGBT

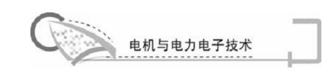
虽然碳化硅场效应器件的阻断电压可以做到硅器件所无法达到的10000V，但更高阻断电压也面临同态电阻问题，所以，人们对碳化硅IGBT寄予厚望。

对碳化硅IGBT的研发工作起步较晚，1999年才首见报道，这是一个阻断电压只有790V的P沟道4H-SiC IGBT，且其通态压降很高，在电流密度为75A/cm²时就高达15V。说明碳化硅IGBT在阻断电压不高的情况下，相对于碳化硅场效应器件没有什么优势，其优越性只在10000V以上的高压领域。近年来，碳化硅高压IGBT的研发工作已有较大进展。

4. 碳化硅双极型器件

用碳化硅可以制造阻断电压很高的双极型器件，比如高压二极管和晶闸管等。2000年5月，美国Cree公司与日本关西电力公司联合研制成功世界上第一只耐压超过万伏的碳化硅PN结二极管，其反向阻断电压为12300V，正向压降在电流密度为100A/cm²时只有4.9V。到2001年，碳化硅二极管的阻断电压可达20000V水平，相应的反向漏电流密度只有2.7mA/cm²，电流密度为100A/cm²时正向压降只有6.5V。同时，对提高器件的承受电流能力方面也进行研究并取得了一定进展。

另外，利用碳化硅材料研制的晶闸管、GTO、GCT等近年来也有报道，总之，利用碳化硅材料制造的电力电子器件发展迅速，距离大规模的应用，也许指日可待。



7.8.4 砷化镓器件

砷化镓（GaAs）也是一种宽禁带半导体材料。与硅相比，砷化镓有两个独特的优点：①禁带宽度能量比硅略高，砷化镓器件可在350℃的高温下工作，具有很好的耐高温特性，有利于模块小型化；②砷化镓材料的电子迁移率是硅材料的5倍，因而同容量的器件几何尺寸更小，从而可减小寄生电容，提高开关频率（1MHz 以上）。

由于砷化镓材料禁带宽度大，带来正向压降比较大的不利因素，不过其电子迁移率可在一定程度上补偿这种影响。随着200V耐压砷化镓器件生产工艺技术的改进，器件将获得优化，应用领域将不断扩大。

7.8.5 磷化铟器件

磷化铟（InP）是一种化合物半导体材料，是继硅之后新一代的材料。它具更高的击穿电场，更高的热导率，更高的电子平均速度等特点，可制作为高速、高频电力电子器件，频率可达340GHz。

7.8.6 模块化与集成化的电力电子器件

前面介绍的各类电力电子器件均为单体开关器件。实际上自20世纪末开始，在电力电子器件的研制开发中一个共同的趋势是模块化，将多个相同的电力电子器件或多个相互配合使用的不同电力电子器件封装在一个模块中，可以缩小装置体积，降低成本，提高可靠性。更重要的是，对工作频率较高的电路，还可以大大减小线路电感，从而简化对保护和缓冲电路的要求。这种模块被称为功率模块（Power Module），或者按照主要器件的名称命名，如IGBT模块。

更进一步，如果将电力电子器件与逻辑、控制、保护、传感、检测、自诊断等信息电子电路制作在同一芯片上，则称为功率集成电路（Power Integrated Circuit，PIC）。与功率集成电路类似的还有许多名称，但实际上各自有所侧重。为了强调功率集成电路是所有器件和电路都集成在一个芯片上而又称之为电力电子电路的单片集成（Monolithic Integration）。高压集成电路（High Voltage IC，HVIC）一般指横向高压器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成。智能功率集成电路（Smart Power IC，SPIC）一般指纵向功率器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成。

同一芯片上高低压电路之间的绝缘问题以及温升和散热的有效处理，是功率集成电路的主要技术难点，短期内难以有大的突破。因此，目前功率集成电路的研究、开发和实际产品应用主要集中在小功率的场合，如便携式电子设备、家用电器、办公设备电源等。在这种情况下，前面所述的功率模块中所采用的将不同器件和电路通过专门设计的引线或导体连接起来并封装在一起的思路，则在很大程度上回避了这两个难点，有人称之为电力电子电路的封装集成。

采用封装集成思想的电力电子电路也有许多名称，也是各自有所侧重。智能功率模块（Intelligent Power Module，IPM）往往专指IGBT及其辅助器件与其保护和驱动电路的封



装集成，也称智能 IGBT。电力 MOSFET 也有类似的模块。若是将电力电子器件与其控制、驱动、保护等所有信息电子电路都封装在一起，则往往称之为集成电力电子模块(Integrated Power Electronics Module，IPEM)。对中、大功率的电力电子装置来讲，往往不是一个模块就能胜任的，通常需要像搭积木一样由多个模块组成，这就是所谓的电力电子积块（Power Electronics Building Block，PEBB)。封装集成为处理高低压电路之间的绝缘问题以及温升和散热问题提供了有效思路，许多电力电子器件生产厂家和科研机构都投入到有关的研究和开发之中。目前，大量的智能功率模块产品已大量用于电机驱动、汽车电子、高铁列车牵引等领域。

功率集成电路和集成电力电子模块都是具体的电力电子集成技术。电力电子集成技术可以带来很多好处，比如装置体积减小，可靠性提高，用户使用更为方便以及制造、安装和维护的成本大幅降低等，而且实现了电能和信息的集成，具有广阔的应用前景。

7.9　电力电子器件的驱动

电力电子器件的驱动电路是电力电子主电路与控制电路之间的接口，是电力电子装置的重要环节，对整个装置的性能有很大的影响。采用性能良好的驱动电路，可使电力电子器件工作在较理想的开关状态，缩短开关时间，减小开关损耗，对装置的运行效率、可靠性和安全性都有重要的意义。另外，对电力电子器件或整个装置的一些保护措施也往往就近设在驱动电路中，或者通过驱动电路来实现，这使得驱动电路的设计更为重要。

简单地说，驱动电路的基本任务，就是将信息电子电路传来的信号按照其控制目标的要求，转换为加在电力电子器件控制端和公共端之间，可以使其开通或关断的信号。对半控型器件只需提供开通控制信号，对全控型器件则既要提供开通控制信号，又要提供关断控制信号，以保证器件按要求可靠导通或关断。

驱动电路还要提供控制电路与主电路之间的电气隔离环节。一般采用光隔离或磁隔离。光隔离一般采用光耦合器。

晶闸管虽然属于电流驱动型器件，但是它是半控型器件，因此下面将单独讨论其驱动电路。晶闸管的驱动电路常称为触发电路。对典型的全控型器件 GTO、GTR、电力 MOSFET 和 IGBT，则将按电流驱动型和电压驱动型分别讨论。

应该说明的是，驱动电路的具体形式可以是由分立元件构成的驱动电路，但对一般的电力电子器件使用者来讲最好是采用由专业厂家或生产电力电子器件的厂家提供的专用驱动电路，其形式可能是集成驱动电路芯片，可能是将多个芯片和器件集成在内的带有单排直插引脚的混合集成电路，对大功率器件来讲还可能是将所有驱动电路都封装在一起的驱动模块。而且为达到参数优化配合，一般应首先选择所用电力电子器件的生产厂家专门为其器件开发的专用驱动电路。当然，即使采用了这样的专用驱动电路，了解和掌握各种驱动电路的基本结构和工作原理也是很有必要的。

7.9.1　晶闸管的触发电路

晶闸管触发电路的作用是产生符合要求的门极触发脉冲，保证晶闸管在需要的时刻由

阻断转为导通。

晶闸管触发电路应满足下列要求。

（1）触发脉冲的宽度应保证晶闸管可靠导通。

（2）触发脉冲应有足够的幅度，对户外寒冷场合，脉冲电流的幅度应增大为器件最大触发电流的3～5倍，脉冲前沿的陡度也需增加，一般需达1～2A/μs。

（3）所提供的触发脉冲应不超过晶闸管门极的电压、电流和功率定额，且在门极伏安特性的可靠触发区域之内。

（4）应有良好的抗干扰性能、温度稳定性及与主电路的电气隔离。

理想的触发脉冲电流波形如图7.22所示。

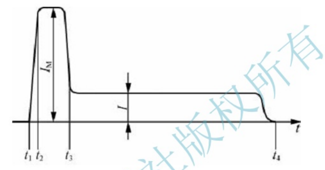


图7.22　理想的晶闸管触发脉冲电流波形

$t_1\sim t_2$—脉冲前沿上升时间（<1μs）；$t_1\sim t_3$—强脉冲宽度；I_M—强脉冲幅值（$3I_{GT}\sim 5I_{GT}$）；$t_1\sim t_4$—脉冲宽度；I—脉冲平顶幅值（$1.5I_{GT}\sim 2I_{GT}$）

图7.23给出了一种晶闸管触发电路。它由V_1、V_2构成的脉冲放大环节和脉冲变压器TM和附属电路构成的脉冲输出环节两部分组成。当V_1、V_2导通时，通过脉冲变压器向晶闸管的门极和阴极之间输出触发脉冲。VD_1和R_3是为了使V_1、V_2由导通变为截止时脉冲变压器TM释放其储存的能量而设的。为了获得触发脉冲波形中的强脉冲部分，还需适当附加其他电路环节。

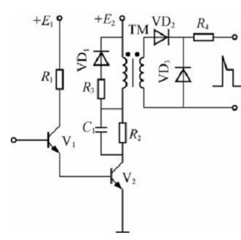


图7.23　一种晶闸管触发电路

7.9.2　电流驱动型全控器件的驱动电路

GTO和GTR是电流驱动型器件。



GTO的开通控制与普通晶闸管相似，但对触发脉冲前沿的幅值和陡度要求高，且一般需在整个导通期间施加正门极电流。使GTO关断需施加负门极电流，对其幅值和陡度的要求更高，幅值需达阳极电流的1/3左右，陡度需达50A/μs，强负脉冲宽度约30μs，负脉冲总宽约100μs，关断后还应在门、阴极之间施加约5V的负偏压，以提高抗干扰能力。推荐的GTO门极电压电流波形如图7.24所示。

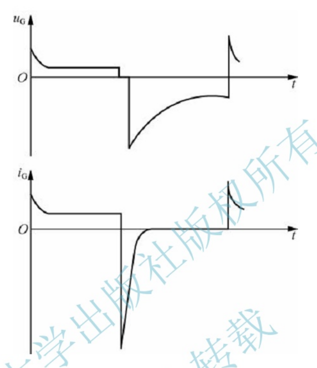


图7.24　推荐的GTO门极电压电流波形

GTO一般用于大容量电路的场合，其驱动电路通常包括开通驱动电路、关断驱动电路和门极反偏电路3部分，可分为脉冲变压器耦合式和直接耦合式两种类型。直接耦合式驱动电路可避免电路内部的相互干扰和寄生振荡，可得到较陡的脉冲前沿，因此目前应用较广，但其功耗大，效率较低。图7.25所示为典型直接耦合式GTO驱动电路。该电路的电源由高频电源经二极管整流后提供，二极管 VD_1 和电容 C_1 提供+5V电压，VD_2、VD_3、C_2、C_3 构成倍压整流电路提供+15V电压，VD_4 和电容 C_4 提供−15V电压。场效应晶体管 V_1 开通时，输出正的强脉冲；V_2 开通时输出正脉冲平顶部分；V_2 关断而 V_3 开通时输出负脉冲；V_3 关断后电阻 R_3 和 R_4 提供门极负偏压。

使GTR开通的基极驱动电流应使其处于准饱和导通状态，使之不进入放大区和深饱和区。关断GTR时，施加一定的负基极电流有利于减小关断时间和关断损耗，关断后同样应在基射极之间施加一定幅值（6V左右）的负偏压。GTR驱动电流的前沿上升时间应小于1μs，以保证它能快速开通和关断。理想的GTR基极驱动电流波形如图7.26所示。

图7.27给出了GTR的一种驱动电路，包括电气隔离和晶体管放大电路两部分。其中，二极管 VD_2 和电位补偿二极管 VD_3 构成所谓的贝克钳位电路，也就是一种抗饱和电路，可使GTR导通时处于临界饱和状态。当负载较轻时，如果 V_5 的发射极电流全部注入V，会使V过饱和，关断时退饱和时间延长。有了贝克钳位电路之后，当V过饱和使得集

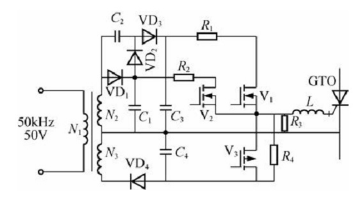


图 7.25　典型的直接耦合式 GTO 驱动电路

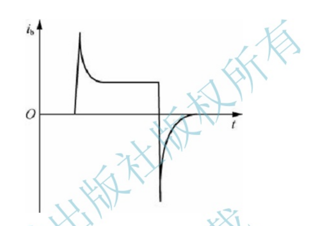


图 7.26　理想的 GTR 基极驱动电流波形

电极电位低于基极电位时，VD_2 就会自动导通，使多余的驱动电流流入集电极，维持 $U_{bc}\approx 0$ 。这样，就使得 V 导通时始终处于临界饱和。在图 7.27 中，C_2 为加速开通过程的电容。开通时，R_5 被 C_2 短路。这样可以实现驱动电流的过冲，并增加前沿的陡度，加快开通。

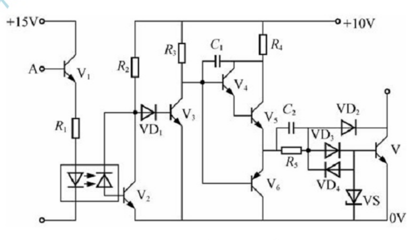


图 7.27　GTR 的一种驱动电路

7.9.3　电压驱动型全控器件的驱动电路

电力 MOSFET 和 IGBT 是电压驱动型器件。电力 MOSFET 的栅源极之间和 IGBT 的



栅射极之间都有数千皮法左右的极间电容，为快速建立驱动电压，要求驱动电路具有较小的输出电阻。使电力 MOSFET 开通的栅源极间驱动电压一般取 10～15V，使 IGBT 开通的栅射极间驱动电压一般取 15～20V。同样，关断时施加一定幅值的负驱动电压（一般取 −5～−15V）有利于减小关断时间和关断损耗。在栅极串入一只低值电阻（数十欧左右）可以减小寄生振荡，该电阻阻值应随被驱动器件电流额定值的增大而减小。

图 7.28 给出了电力 MOSFET 的一种驱动电路，也包括电气隔离和晶体管放大电路两部分。当无输入信号时高速放大器 A 输出负电平，V_3 导通输出负驱动电压。当有输入信号时 A 输出正电平，V_2 导通输出正驱动电压。

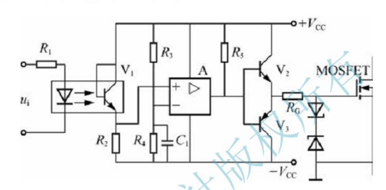
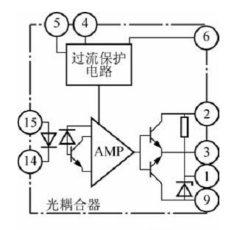


图 7.28　电力 MOSFET 的一种驱动电路

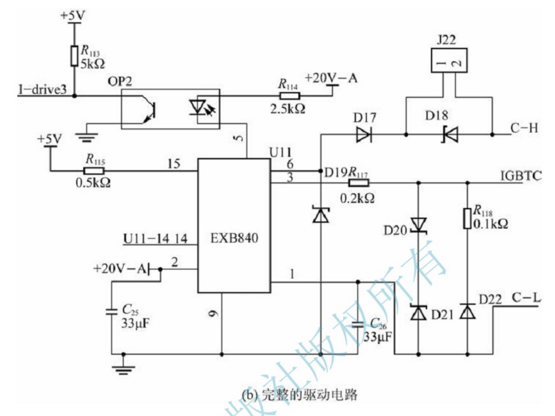
常见的专为驱动电力 MOSFET 而设计的集成驱动电路芯片或混合集成电路有很多，可查询相关选用手册。

IGBT 的驱动多采用专用的混合集成驱动器，较为常见的包括 EXB 系列（如 EXB841/851）。同一系列的不同型号其引脚和接线基本相同，只是适用被驱动器件的容量和开关频率及输入电流幅值等参数有所不同。图 7.29 给出了 EXB840 型 IGBT 驱动器的原理和接线图。驱动器内部都具有退饱和检测和保护环节，当发生过电流时能快速响应但慢速关断 IGBT，并向外部电路给出故障信号。EXB840 输出的正负驱动电压均为 15V 左右。对大功率 IGBT 器件来讲，一般采用由专业厂家或生产该器件的厂家提供的配套专用驱动模块为佳。



(a) EXB840结构

图 7.29　EXB840 型 IGBT 驱动器的原理和接线图



(b) 完整的驱动电路

图 7.29　EXB840 型 IGBT 驱动器的原理和接线图（续）

7.10　电力电子器件的保护

除了电力电子器件参数选择合适，驱动电路设计良好外，采用合适的过电压保护、过电流保护、$\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$ 保护和 $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$ 保护也是必不可少的。

7.10.1　过电压保护

电力电子器件可能的过电压分为外因过电压和内因过电压两类。外因过电压主要来自雷击和系统中的操作过程等外部原因，包括以下两种。

（1）操作过电压：由分闸、合闸等开关操作引起的过电压，电网侧的操作过电压会由供电变压器电磁感应耦合，或由变压器绕组之间存在的分布电容静电感应耦合过来。

（2）雷击过电压：由雷击引起的过电压。

内因过电压主要来自电力电子器件的开关过程，包括以下两种。

（1）换相过电压：由于晶闸管或者与全控型器件反并联的续流二极管在换相结束后不能立刻恢复阻断能力，因而有较大的反向电流流过，使残存的载流子恢复，而当恢复了阻断能力时，反向电流急剧减小，这样的电流突变会因线路电感而在晶闸管阴阳极之间或与续流二极管反并联的全控型器件两端产生过电压。

（2）关断过电压：全控型器件在较高频率下工作，当器件关断时，因正向电流的迅速降低而由线路电感在器件两端感应出的过电压。



图 7.30 给出了各种过电压保护措施及其配置位置，各电力电子装置可视具体情况只采用其中的几种。其中，RC_3 和 RCD 为抑制内因过电压的措施，其功能已属于缓冲电路的范畴。在抑制外因过电压的措施中，采用 RC 过电压抑制电路是最为常见的，其典型连接方式如图 7.31 所示。RC 过电压抑制电路可接于供电变压器的两侧（通常供电网一侧称网侧，电力电子电路一侧称阀侧），或电力电子电路的直流侧。对大容量的电力电子装置，可采用图 7.32 所示的反向阻断式 RC 电路。保护电路有关的参数计算可参考相关的工程手册。采用雪崩二极管、金属氧化物压敏电阻、硒堆和转折二极管（BOD）等非线性元器件来限制或吸收过电压也是较常用的措施。

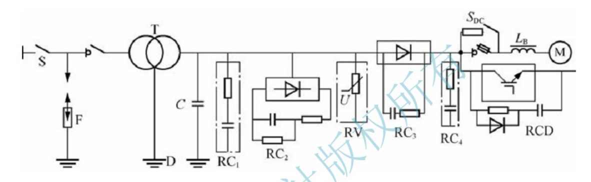


图 7.30　过电压抑制措施及配置位置

F—避雷器；D—变压器静电屏蔽层；C—静电感应过电压抑制电容；RC_1—阀侧浪涌过电压抑制用 RC 电路；RC_2—阀侧浪涌过电压抑制用反向阻断式 RC 电路；RV—压敏电阻过电压抑制器；RC_3—阀器件换相过电压抑制用 RC 电路；RC_4—直流侧 RC 抑制电路；RCD—阀器件关断过电压抑制用 RC 电路

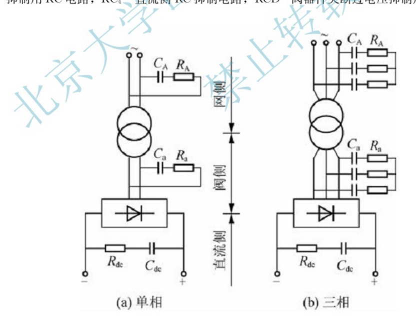


图 7.31　RC 过电压抑制电路连接方式

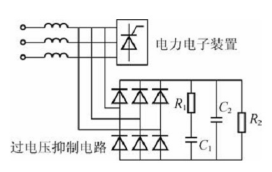


图 7.32　反向阻断式过电压抑制用 *RC* 电路

7.10.2　过电流保护

过电流分过载和短路两种情况。图 7.33 给出了各种过电流保护措施及其配置位置，其中快速熔断器、直流快速断路器和过电流继电器是较为常用的措施。一般电力电子装置均同时采用几种过电流保护措施，以提高保护的可靠性和合理性。在选择各种保护措施时应注意相互协调。通常，电子电路作为第一保护措施，快速熔断器仅作为短路时的部分区段的保护，直流快速断路器整定在电子电路动作之后实现保护，过电流继电器整定在过载时动作。

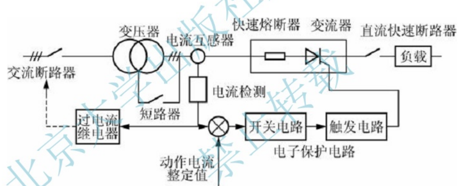


图 7.33　过电流保护措施及配置位置

采用快速熔断器（简称快熔）是电力电子装置中最有效、应用最广的一种过电流保护措施。快熔对器件的保护方式可分为全保护和短路保护两种。全保护是指不论过载还是短路均由快熔进行保护，在此方式只适用于小功率装置或器件使用裕度较大的场合。短路保护方式是指快熔只在短路电流较大的区域内起保护作用，在此方式下需与其他过电流保护措施相配合。快熔电流容量的具体选择方法可参考有关的工程手册。

对一些重要的且易发生短路的晶闸管设备，或者工作频率较高，很难用快速熔断器保护的全控型器件，需要采用电子电路进行过电流保护。除了对电动机起动的冲击电流等变化较慢的过电流可以利用控制系统本身调节器对电流的限制作用之外，需设置专门的过电流保护电子电路，检测到过电流之后直接调节触发或驱动电路，或者关断被保护器件。

此外，常在全控型器件的驱动电路中设置过电流保护环节，这对器件过电流的响应是最快的。





7.10.3　缓冲电路

缓冲电路（Snubber Circuit）又称为吸收电路。其作用是抑制电力电子器件的内因过电压，du/dt 或者过电流和 di/dt，减小器件的开关损耗。缓冲电路可分为关断缓冲电路和开通缓冲电路。关断缓冲电路又称为 du/dt 抑制电路，用于吸收器件的关断过电压和换相过电压，抑制 du/dt，减小关断损耗。开通缓冲电路又称为 di/dt 抑制电路，用于抑制器件开通时的电流过冲和 di/dt，减小器件的开通损耗。可将关断缓冲电路和开通缓冲电路结合在一起，称为复合缓冲电路。还可以用另外的分类方法：缓冲电路中储能元件的能量如果消耗在其吸收电阻上，则被称为耗能式缓冲电路；如果缓冲电路能将其储能元件的能量回馈给负载或电源，则被称为馈能式缓冲电路，或称为无损吸收电路。

如无特别说明，通常讲缓冲电路专指关断缓冲电路，而将开通缓冲电路叫作 di/dt 抑制电路。图 7.34（a）给出的是一种缓冲电路和 di/dt 抑制电路图，图 7.34（b）所示是开关过程集电极电压 u_{CE} 和集电极电流 i_C 的波形，其中虚线表示无 di/dt 抑制电路和缓冲电路时的波形。

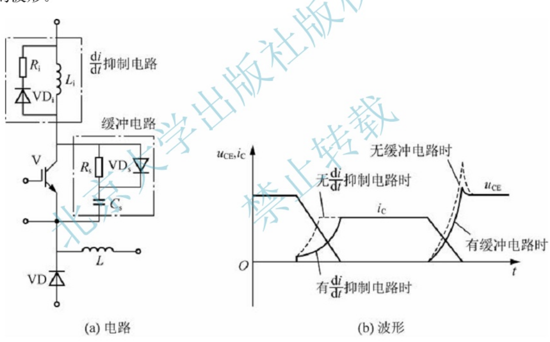
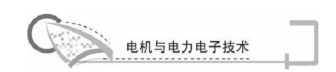


图 7.34　di/dt 抑制电路和充放电型 RCD 缓冲电路及波形

在无缓冲电路的情况下，绝缘栅双极晶体管 V 开通时电流迅速上升，di/dt 很大，关断时 du/dt 很大，并出现很高的过电压。在有缓冲电路的情况下，V 开通时缓冲电容 C_s 先通过 R_s 向 V 放电，使电流 i_C 先上一个台阶，以后因为有 di/dt 抑制电路的 L_i，i_C 的上升速度减慢。R_i、VD_i 是 V 关断时为 L_i 中的磁场能量提供放电回路而设置的。在 V 关断时，负载电流通过 VD_s 向 C_s 分流，减轻了 V 的负担，抑制了 du/dt 和过电压。因为关断时电路中（含布线）电感的能量要释放，所以还会出现一定的过电压。

图 7.34 所示的缓冲电路被称为充放电型 RCD 缓冲电路，适用于中等容量的场合。图 7.35给出了另外两种常用的缓冲电路形式。其中，RC 缓冲电路主要用于小容量器件，





而放电阻止型 RCD 缓冲电路用于中或大容量器件。

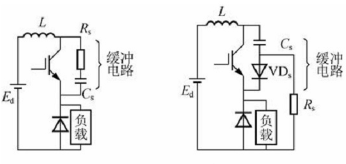


图 7.35　其他常用缓冲电路

缓冲电容 C_s 和吸收电阻 R_s 的取值可用实验方法确定，或参考有关的工程手册。吸收二极管 VD_s 必须选用快恢复二极管，其额定电流应不小于主电路器件额定电流的 1/10。

晶闸管在实际应用中一般只承受换相过电压，没有关断过电压问题，关断时也没有较大的 du/dt，因此一般采用 RC 吸收电路即可。

7.10.4　电力电子器件的散热

当电力半导体器件通过频繁的“通”、“断”动作实现电能的变换时，会产生功率损耗，使得器件发热，结面温度上升。但是，电力电子器件均有其安全工作区所允许的工作温度（结面温度），无论在任何情况下都不允许超过其规定值。为此，必须要对电力电子器件进行散热。一般有以下 3 种冷却方式。

（1）自然冷却。只适用于小功率应用场合。

（2）风扇冷却。适用于中等功率应用场合，如 IGBT 应用电路。

（3）水冷却。适用于大功率应用场合，如大功率 GTO、晶闸管等应用电路。

不过，在大部分中小功率非水冷的场合，电力电子器件上均装设散热片，如图 7.36 所示。而诸如大功率炼钢炉的特种电源中的晶闸管或 GTO，大多采用循环水冷却的方式，甚至辅助风扇冷却等综合散热方法。

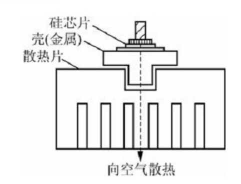


图 7.36　一种电力电子器件及其散热片结构



阅读材料：

电力电子与节能

通过本章的学习，我们知道了由电子器件功率化演变而来的电力电子器件的结构原理以及开关特性。似乎把它与节能联系起来有些八竿子打不着。

在第1章我们知道，电力电子技术由电力电子器件和电力电子电路及其控制技术构成，电力电子器件是基础，电力电子器件的发展促进电力电子电路即电力电子技术的发展。电力电子技术是一项节能技术，为什么这样说？我们就从本章的引例说起吧。

变频器大多用于控制三相异步电动机调速，这在第6章我们做了详细介绍，毋庸置疑，变频器的采用促进了三相异步电动机应用中的节电。无功功率补偿器在电力系统中的采用，就在于大量用电客户消耗了太多的感性无功，为了避免电网无谓的负担及损耗的增加，在电网间适时挂设无功补偿装置，促进电能的有效利用和降低线路损耗。第三种开关电源，本质上是通过电力电子器件的高频开关，精细化电能变换，既造就了相对高质量的低压电源，又降低了电源本身的体积和重量（相对笨重的线性电源），节约了材料。第四种电子镇流器的出现，使得应用节能灯成为可能，同时相对传统的镇流器，减小了体积和重量，节约了材料利用。

此外，电力行业更高效的特高压直流输电、电力滤波器等电力电子技术集成装置，以及轻便的现代电力电子技术集成的UPS不间断电源、焊接电源等等，都从不同角度在诠释着这个共同的目的——节能！

小结

电力电子器件包括：以电力二极管为代表的不可控型器件；以晶闸管为代表的半控型器件；以可关断晶闸管（GTO）、GTR、电力MOSFET、IGBT为代表的全控型器件。共计三大类。

本章对这些电力电子器件均从其结构、工作原理开始介绍，还包括各器件的静态和动态特性、主要参数。结构上它们共同点都是由不同结构的PN结按照一定规律构成，工作原理各有特点，静态特性主要表征其开关特性，而动态特性则表征了器件的开关时间及相关电量的变化，主要参数是对器件选型的重要依据。另外，本章对一些新兴的如碳化硅电力电子器件和派生的电力电子器件也进行了简要介绍。

电力电子器件处于电力电子电路中，电力电子器件本身的驱动电路、保护电路是与其直接相关的，本章在这两方面也分别进行了介绍。其中，驱动电路包含电气隔离、放大、驱动波形整形三大功能；保护电路有过电压、过电流的保护，缓冲电路，以及电力电子器件的散热方式。

习题

1. 电力电子器件相对信息电子器件来说，一般仅工作在________状态。
2. 晶闸管的结构可以看成是____________的互联结构。
3. 晶闸管一旦导通，不论门极触发电流是否还存在，晶闸管都保持________。
4. __________是电压驱动型器件，在主要电力电子器件中开关频率最高。

5. 典型的电压驱动型电力电子器件有________和________。

6. 智能功率模块英文简称________，它专门指________及其辅助器件与其保护和驱动电路的封装集成。

7. 在电力电子器件的驱动电路中，要提供控制电路与主电路之间的________环节，一般采用________或________。

8. ________是电力电子装置中最有效，应用最广的一种过电流保护措施。

9. 关于晶闸管，下面说法不正确的是（　　）。

A. 当晶闸管承受反向电压时，不论门极是否有触发电流，晶闸管都不会导通

B. 当晶闸管承受正向电压时，仅在门极有触发电流的情况下晶闸管才能开通

C. 若要使已导通的晶闸管关断，给晶闸管加反向电压即可立即关断

D. 晶闸管一旦导通，门极就失去控制作用

E. 维持晶闸管导通的条件是使晶闸管的电流大于能保持晶闸管导通的最小电流，即维持电流

10. 典型的电流驱动型器件是（　　）。

A. SCR、GTO、IGBT　　B. MOSFET、IGBT

C. GTR、MOSFET　　D. GTO、GTR、SCR

11. 驱动电路的主要作用是（　　）。

A. 产生符合要求的可以开关电力电子器件的信号，电气隔离

B. 输出通断数字脉冲信号，电气隔离

C. 放大通段脉冲信号

D. 保护电力电子元器件，吸收缓冲器件的损耗

12. 电力电子器件，一般来说，（　　）是其最重要的参数。

A. 能承受的最高开关频率能力　　B. 通态压降和断态漏电流

C. 承受电压和电流的能力　　D. 驱动电流

13. 使晶闸管导通的条件是什么？

14. GTO 和普通晶闸管同为 PNPN 结构，为什么 GTO 能够自关断，而普通晶闸管不能？

15. 在本课程中学习过的电力电子器件主要有哪几大类？并简述各自的特点。

16. 简要说明 IGBT、GTR、GTO 和电力 MOSFET 各自的优缺点。

17. IGBT、GTR、GTO 和电力 MOSFET 的驱动电路各有什么特点？

18. 全控型器件的缓冲电路的主要作用是什么？试分析 RCD 缓冲电路中各元件的作用。

19. 图 7.37 中阴影部分为晶闸管处于通态区间的电流波形，各波形的电流最大值均为 I_m，试计算各波形的电流平均值 I_{d1}、I_{d2}、I_{d3} 与电流有效值 I_1、I_2、I_3。



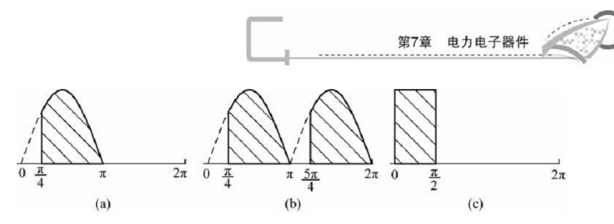
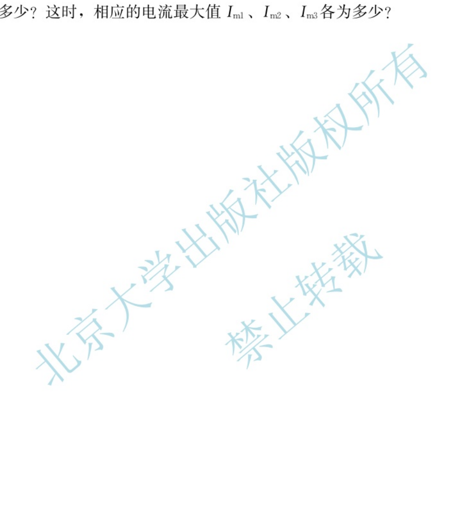


图 7.37 晶闸管导电波形

20．在题 19 中如果不考虑安全裕量，问 100A 的晶闸管能送出的平均电流 I_{d1}、I_{d2}、I_{d3}各为多少？这时，相应的电流最大值 I_{m1}、I_{m2}、I_{m3}各为多少？



第8章

相控整流电路

关键术语：单相整流电路，三相整流电路，纯电阻负载，阻感性负载，反电动势负载，移相范围，晶闸管最大正反向电压，定量分析，换相重叠角，双反星形整流电路，多重化整流电路，谐波，功率因数，有源逆变。

学过本章后，读者将能够：

可根据单、三相整流电路结构，自信地描述其工作原理；

可根据整流电路，熟练绘制输出直流电压、电流以及晶闸管两端电压、电流波形；

可根据整流电路已知条件给出移相范围和晶闸管最大正反向电压值；

理解漏感对整流电路的影响，理解换相重叠角的概念；

理解两种大功率整流电路的工作原理；

掌握谐波和功率因数的概念；

理解有源逆变原理。

引例：

无论是日常生活中的手机、电脑、电视机，还是工业控制中的直流电动机，信息领域的UPS电源，电气传动领域的变频器，以及一切带有蓄电池的设备，都需要把交流电转换为直流电，或者说，一切消耗直流电的设备，都离不开这种把交流电变换为直流电的装置，我们叫它整流器，其中的主电路称为整流电路。

图8.1所示是一种专用直流电源，其内部离不开整流电路。



图8.1　直流电源



按照整流电路中组成的电力电子器件控制特性的不同，整流电路可分为不可控、半控和全控型整流电路；按照整流电路的结构形式不同，分为半波、全波和桥式整流电路等类型；按照可控的形式分为二极管不可控整流电路、相位控制（简称相控）整流电路和斩波控制（简称斩控）整流电路；按照输入的交流电源相数分为单相和三相整流电路。另外，整流输出端所接负载的性质也对整流电路的输出电压和电流有很大影响，常见的负载有电阻性负载、电感性负载、反电动势负载或几种不同性质负载的组合。

本章介绍相控整流电路，二极管不可控整流电路作为相控整流电路中的特殊情况不再专门介绍，斩控整流电路将在第 12 章做介绍。

8.1　单相整流电路

8.1.1　相控整流的基本概念

为了说明相控整流的基本工作原理，我们先来分析一下一种最简单的相控整流电路，即单相半波带电阻负载整流电路。生活中常用的可调光电灯、电炊具，生产中常用的电解、电镀和电焊等，通常都认为是电阻性负载。这种负载有两个特点：其一，它是一个耗能元件，它只能消耗电能，而不能储存或释放电能；其二，负载两端的电压和通过的电流总是成正比的，电压和电流的波形具有相同的形状。

单相半波可控整流电路带电阻负载，以及其电压电流波形如图 8.2 所示，图中变压器起电压变换的作用。

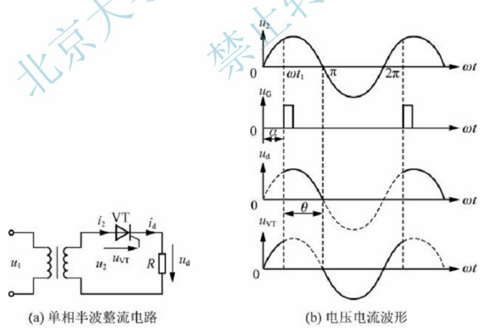


图 8.2　电阻性负载单相半波可控整流电路及波形

1. 单相半波整流电路工作原理及波形分析

单相半波整流电路的电压波形如图 8.2（b）所示。根据晶闸管的导通条件，在电源

电压的正半周，在 ωt_1 之前，因尚未给晶闸管施加触发脉冲电压 u_G，晶闸管仍处于阻断状态，输出电压 u_d 为0；在 ωt_1 时刻，晶闸管门极接收触发脉冲电压 u_G 而立即导通，负载得电，其输出电压 u_d 随电源电压变化。在晶闸管导电期间，$i_d = u_d/R$，因此电流波形与电压波形完全相同。在 $\omega t = \pi$ 时，u_2 为0，u_d、i_d 亦为0，晶闸管自行关断。

在 u_2 的负半周内，晶闸管始终承受反向电压，不论有无触发信号，均不可能导通，直到第二个周期，晶闸管又处于正向电压作用下，如此不断地重复循环。

由波形分析可知，电路只在交流电压的正半周内实现整流，所以称为半波可控整流电路。由于其输出电压 u_d 在一个周期内只有一个脉波，因此也称为单脉波电路。当触发脉冲电压的相位发生改变时，输出电压的平均值 U_d 也随之改变。故这种控制方式也称为相位控制或简称相控，相应的整流电路就称为相控整流电路。

为了分析整流电路的一般工作原理，必须明确一些常用术语及基本概念。

2. 整流电路常用术语及概念

（1）控制角 α。从晶闸管开始承受正向电压到被触发导通这一角度称为控制角 α，控制角又称触发延迟角或触发滞后角，或简称触发角，如图8.2（b）中 $0 \sim \omega t_1$ 这一段对应的电角度。

（2）导通角 θ。晶闸管在一个周期内导通的电角度称为导通角，如图8.2（b）中 $\omega t_1 \sim \pi$ 这一段对应的电角度，即 $\theta = \pi - \alpha$。导通角与负载性质有关。

（3）移相。改变控制角的大小，即改变触发脉冲电压 u_G 出现的相位，称为移相。

（4）移相控制。由于通过移相可以控制输出整流电压的大小，所以把通过改变控制角 α 调节输出电压的控制方式，称为移相控制。显然，在相控整流电路中，是把给定信号的变化最终转化成了门极脉冲的相位移动。

（5）移相范围。控制角 α 的允许调节范围。当 α 从0°到最大角度 α_{max} 变化时，相应地，整流输出电压完成最大到最小的变化。移相范围和电路的结构及负载性质有关。

（6）同步。要使整流输出电压稳定，要求触发脉冲信号和晶闸管阳极电压（即电源电压）在频率和相位上要协调配合，这种相互协调配合的关系，称为同步。

（7）自然换相点。当电路中的可控器件全部由不可控器件（二极管）代替时，各器件的导电转换点，称为自然换相点。按定义，图8.2（b）中，$\omega t = 0$ 的点就是该电路的自然换相点。一般来说，自然换相点即为 $\alpha = 0°$ 点。

8.1.2 单相桥式全控整流电路

在单相整流电路中应用较多的是单相桥式全控整流电路。如图8.3（a）所示，所接负载为电阻负载，下面首先分析这种情况。

1. 带电阻负载的工作情况

在单相桥式全控整流电路中，晶闸管 VT_1 和 VT_4 组成一对桥臂，VT_2 和 VT_3 组成另一对桥臂。在 u_2 正半周（即 a 点电位高于 b 点电位），若4个晶闸管均不导通，负载电流 i_d 为零，u_d 也为零，VT_1、VT_4 串联承受电压 u_2，设 VT_1 和 VT_4 的漏电阻相等，则各承



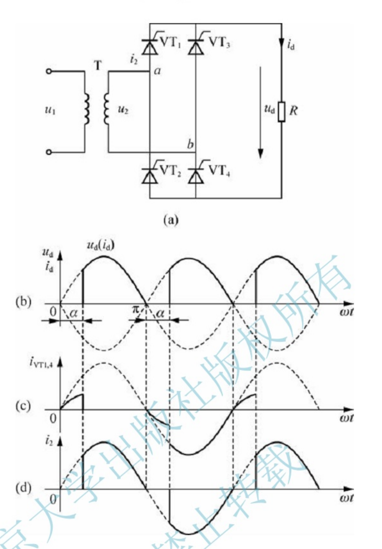


图 8.3　单相桥式全控整流电路带电阻负载时的电路及波形

受 u_2 的一半。若在触发角 α 处给 VT_1 和 VT_4 加触发脉冲，VT_1 和 VT_4 即导通，电流从电源 a 端经 VT_1、R、VT_4 流回电源 b 端。当 u_2 过零时，流经晶闸管的电流也降到零，VT_1 和 VT_4 关断。

在 u_2 负半周，仍在触发延迟角 α 处触发 VT_2 和 VT_3（VT_2 和 VT_3 的 $\alpha=0$ 处为 $\omega t=\pi$），VT_2 和 VT_3 导通，电流从电源 b 端流出，经 VT_3、R、VT_2 流回电源 a 端。到 u_2 过零时，电流又降为零，VT_2 和 VT_3 关断。此后又是 VT_1 和 VT_4 导通，如此循环地工作下去，整流电压 u_d 和晶闸管 VT_1、VT_4 两端电压波形分别如图 8.3（b）和图 8.3（c）所示。晶闸管承受的最大正向电压和反向电压分别为 $\frac{\sqrt{2}}{2}U_2$ 和 $\sqrt{2}U_2$ 。

由于在交流电源的正负半周都有整流输出电流流过负载，故该电路为全波整流。在 u_2 一个周期内，整流电压波形脉动 2 次，脉动次数多于半波整流电路，该电路属于双脉波整流电路。在变压器二次绕组中，正负两个半周电流方向相反且波形对称，平均值为零，即直流分量为零，如图 8.3（d）所示，不存在变压器直流磁化问题，变压器绕组的利用率也高。

整流电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi}\frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9U_2\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{8-1}$$

$\alpha = 0$ 时，$U_d = U_{d0} = 0.9U_2$；$\alpha = 180°$ 时，$U_d = 0$。可见，α 角的移相范围为 0～180°。

向负载输出的直流电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi R}\frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9\frac{U_2}{R}\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{8-2}$$

晶闸管 VT_1、VT_4 和 VT_2、VT_3 轮流导电，流过晶闸管的电流平均值只有输出直流电流平均值的一半，即

$$I_{dVT} = \frac{1}{2}I_d = 0.45\frac{U_2}{R}\frac{1+\cos\alpha}{2} \tag{8-3}$$

为选择晶闸管、变压器容量、导线截面积等定额，需考虑发热问题，为此需计算电流有效值。流过晶闸管的电流有效值为

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R}\sin\omega t\right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{\pi}} \tag{8-4}$$

变压器二次电流有效值 I_2 与输出直流电流有效值 I 相等，为

$$I = I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R}\sin\omega t\right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{\pi}} \tag{8-5}$$

由式（8-4）和式（8-5）可见

$$I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{2}}I \tag{8-6}$$

在不考虑变压器的损耗时，要求变压器的容量为 $S = U_2 I_2$。

2. 带阻感负载的工作情况

电路如图 8.4（a）所示。为便于讨论，假设电路已工作于稳态，i_d 的平均值不变。

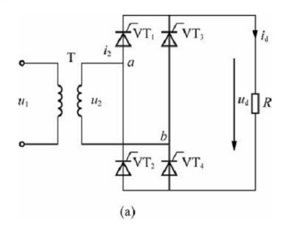


图 8.4　单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形



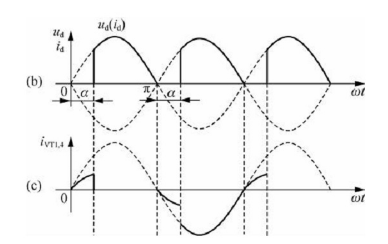


图 8.4 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形（续）

如图 8.4（b）所示，在触发角 α 处给晶闸管 VT_1 和 VT_4 加触发脉冲使其导通，$u_d = u_2$ 。负载中有电感存在使负载电流不能突变，电感对负载电流起平波作用，假设负载电感很大，负载电流 i_d 连续且波形近似为一水平线。u_2 过零变负时，由于电感的作用晶闸管 VT_1 和 VT_4 中仍流过电流 i_d，并不关断。至 $\omega t = \pi + \alpha$ 时刻，给 VT_2 和 VT_3 加触发脉冲，因 VT_2 和 VT_3 本已承受正电压，故两管导通。VT_2 和 VT_3 导通后，u_2 通过 VT_2 和 VT_3 分别向 VT_1 和 VT_4 施加反压使 VT_1 和 VT_4 关断，流过 VT_1 和 VT_4 的电流迅速转移到 VT_2 和 VT_3 上，此过程称为换相，亦称换流。至下一周期重复上述过程，如此循环下去，u_d 的波形如图 8.4（b）所示，其平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha}\sqrt{2}U_2\sin\omega t\,d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_2\cos\alpha = 0.9U_2\cos\alpha \tag{8-7}$$

当 $\alpha = 0$ 时，$U_{d0} = 0.9U_2$ ；$\alpha = 90°$ 时，$U_d = 0$ 。晶闸管移相范围为 0～90°。

单相桥式全控整流电路带阻感负载时，晶闸管 VT_1 和 VT_4 的电压波形如图 8.4（c）所示，晶闸管承受的最大正反向电压均为 $\sqrt{2}U_2$ 。

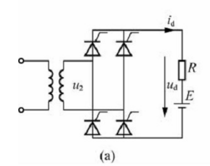
晶闸管导通角 θ 与 α 无关，均为 180°，为矩形波，平均值和有效值分别为 $I_{dVT} = \frac{1}{2}I_d$ 和 $I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{2}}I_d 0.707I_d$ 。

变压器二次电流 i_2 的波形为正负各 180°的矩形波，其相位由 α 角决定，有效值 $I_2 = I_d$。

3. 带反电动势负载时的工作情况

当负载为蓄电池、直流电动机的电枢（忽略其中的电感）等时，负载可看成是一个直流电压源，对于整流电路，它们就是反电动势负载，如图 8.5（a）所示。下面分析接反电动势负载时的情况。

当忽略主电路各部分的电感时，只有在 u_2 瞬时值的绝对值大于反电动势，即 $|u_2| > E$ 时，才有晶闸管承受正电压，有导通的可能。晶闸管导通之后，$u_d = u_2$ ，$i_d = \frac{u_d - E}{R}$ ，



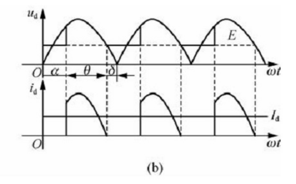


图 8.5 单相桥式全控整流电路接反电动势负载时的电路及波形

直至 $|u_2| = E$，i_d 即降至 0 使得晶闸管关断，此后 $u_d = E$。与电阻负载时相比，晶闸管提前了电角度 δ 停止导电，如图 8.5（b）所示，δ 称为停止导电角。

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}U_2} \tag{8-8}$$

在 α 角相同时，整流输出电压比电阻负载时大。

如图 8.5（b）所示，i_d 波形在一周期内有部分时间为零的情况，称为电流断续。与此对应，若 i_d 波形不出现为零的点的情况，称为电流连续。当 $\alpha < \delta$ 触发脉冲到来时，晶闸管承受负电压，不可能导通。为了使晶闸管可靠导通，要求触发脉冲有足够的宽度，保证当 $\omega t = \delta$ 时刻有晶闸管开始承受正电压时，触发脉冲仍然存在。这样，相当于触发角被推迟为 δ。

负载为直流电动机时，如果出现电流断续，则电动机的机械特性将很软。从图 8.5（b）可看出，导通角 θ 越小，则电流波形的底部就越窄。电流平均值与电流波形的面积成比例，因而为了增大电流平均值，必须增大电流峰值，这要求较多地降低反电动势。因此，当电流断续时，随着 I_d 的增大，转速 n（与反电动势成比例）降落较大，机械特性较软，相当于整流电源的内阻增大。较大的电流峰值在电动机换向时容易产生火花。同时，对于相等的电流平均值，若电流波形底部越窄，则其有效值越大，要求电源的容量也大。

为了克服以上缺点，一般在主电路的直流输出侧串联一个平波电抗器，用来减少电流的脉动和延长晶闸管导通的时间。有了电感，当 u_2 小于 E 时甚至 u_2 值变负时，晶闸管仍可导通。只要电感量足够大就能使电流连续，晶闸管每次导通 180°，这时整流电压 u_d 的波形和负载电流 i_d 的波形与电感负载电流连续时的波形相同，u_d 的计算公式亦一样。针对电动机在低速负载运行时电流连续的临界情况，给出 u_d 和 i_d 波形如图 8.6 所示。

为保证电流连续所需的电感量 L 可由式（8－9）求出：

$$L = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi\omega I_{dmin}} = 2.87 \times 10^{-3} \frac{U_2}{I_{dmin}} \tag{8-9}$$

式中，U_2 的单位为 V；I_{dmin} 的单位为 A；ω 是工频角频率；L 为主电路总电感量，单位为 H。

【例 8－1】 单相桥式全控整流电路，$U_2 = 100\text{V}$，负载中 $R = 2\Omega$，L 值极大，反电动势 $E = 60\text{V}$，当 $\alpha = 30°$ 时，求：

（1）作出 u_d、i_d 和 i_2 的波形。



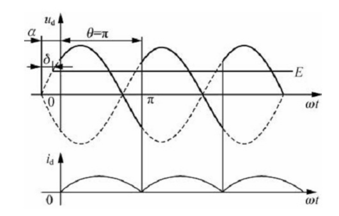


图 8.6 单相桥式全控整流电路带反电动势负载串平波电抗器，电流连续的临界情况

（2）求整流输出平均电压 U_d、电流 I_d，变压器二次电流有效值 I_2。

（3）考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

解：（1）u_d、i_d 和 i_2 的波形如图 8.7 所示。

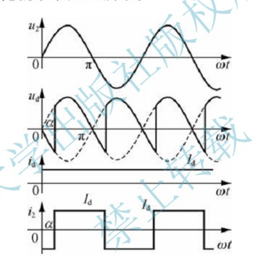


图 8.7 u_d、i_d 和 i_2 的波形

（2）整流输出平均电压 U_d、电流 I_d，变压器二次电流有效值 I_2 分别为

$U_d = 0.9U_2\cos\alpha = 0.9\times100\times\cos30^\circ = 77.97(\mathrm{V})$

$I_d = (U_d - E)/R = (77.97 - 60)/2 = 9(\mathrm{A})$

$I_2 = I_d = 9(\mathrm{A})$

（3）晶闸管承受的最大反向电压为

$\sqrt{2}U_2 = 100\sqrt{2} = 141.4(\mathrm{V})$

流过每个晶闸管的电流的有效值为

$I_{VT} = I_d/\sqrt{2} = 6.36(\mathrm{A})$

故晶闸管的额定电压为

$U_N = (2\sim3)\times141.4 = 283\sim424(\mathrm{V})$

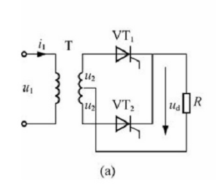
晶闸管的额定电流为

$I_N = (1.5\sim2)\times6.36/1.57 = 6\sim8(\mathrm{A})$

晶闸管额定电压和电流的具体数值可按晶闸管产品系列参数选取。

8.1.3 单相全波可控整流电路

单相全波可控整流电路（Single Phase Full Wave Controlled Rectifier）也是一种实用的单相可控整流电路，又称单相双半波可控整流电路。其带电阻负载时的电路如图 8.8（a）所示。



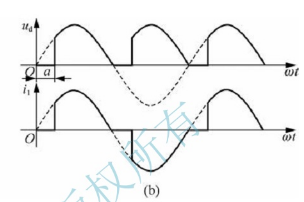


图 8.8 单相全波可控整流电路及波形

在图 8.8 中，变压器 T 带中心抽头，在 u_2 正半周，VT_1 工作，变压器二次绕组上半部分流过电流；u_2 负半周，VT_2 工作，变压器二次绕组下半部分流过反方向的电流。图 8.8（b）给出了 u_d 和变压器一次电流 i_1 的波形。由波形可知，单相全波可控整流电路的 u_d 波形与单相全控桥的一样，交流输入端电流波形一样，变压器也不存在直流磁化的问题。当接其他负载时，有相同的结论。因此，单相全波与单相全控桥从直流输出端或从交流输入端看均是基本一致的。两者的区别如下。

（1）单相全波可控整流电路中变压器为二次绕组带中心抽头，结构较复杂。绕组及铁心对铜、铁等材料的消耗比单相全控桥多，在如今有色金属资源有限的情况下，这是不利的。

（2）单相全波可控整流电路中只用两个晶闸管，比单相全控桥式可控整流电路少两个，相应地，晶闸管的门极驱动电路也少两个。但是，在单相全波可控整流电路中，晶闸管承受的最大电压为 $2\sqrt{2}U_2$，是单相全控桥式整流电路的两倍。

（3）单相全波可控整流电路中，导电回路只含一个晶闸管，比单相桥少一个，因而管压降也少一个。

从上述（2）、（3）考虑，单相全波电路有利于在低输出电压的场合应用。

8.1.4 单相桥式半控整流电路

在单相桥式全控整流电路中，每一个导电回路中有两个晶闸管，即用两个晶闸管同时导通以控制导电的回路。实际上为了对每个导电回路进行控制，只需一个晶闸管就可以了，另一个晶闸管可以用二极管代替，从而简化整个电路。把图 8.4（a）中的晶闸管 VT_2、VT_4 换成二极管 VD_2、VD_4，即成为图 8.9（a）所示的单相桥式半控整流电路（先不考虑 VD_R）。



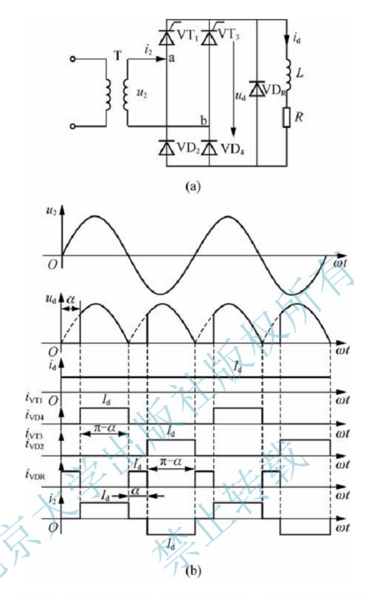


图 8.9 单相桥式半控整流电路，有续流二极管、阻感负载时的电路及波形

半控电路与全控电路在电阻负载时的工作情况相同，这里无需讨论。以下针对电感负载进行讨论。

与全控桥时相似，假设负载中电感很大，且电路已工作于稳态。在 u_2 正半周，触发角 α 处给晶闸管 VT_1 加触发脉冲，u_2 经 VT_1 和 VD_4 向负载供电。u_2 过零变负时，因电感作用使电流连续，VT_1 继续导通。但因 a 点电位低于 b 点电位，使得电流从 VD_4 转移至 VD_2，VD_4 关断，电流不再流经变压器二次绕组，而是由 VT_1 和 VD_2 续流。此阶段，忽略器件的通态压降，则 $u_d=0$，不像全控桥电路那样出现 u_d 为负的情况。

在 u_2 负半周触发角 α 时刻触发 VT_3，VT_3 导通，则向 VT_1 加反压使之关断，u_2 经 VT_3 和 VD_2 向负载供电。u_2 过零变正时，VD_4 导通，VD_2 关断。VT_3 和 VD_4 续流，u_d 又为零。此后重复以上过程。

该电路在实际应用中需加设续流二极管 VD_R，以避免可能发生的失控现象。在实际运行中，若无续流二极管，则当 α 突然增大至 $180°$ 或触发脉冲丢失时，会发生一个晶闸管持

续导通而两个二极管轮流导通的情况，这使 u_d 称为正弦半波，即半周期 u_d 为正弦，另外半周期 u_d 为零，其平均值保持恒定，相当于单相半波不可控整流电路时的波形，称为失控。例如，当 VT_1 导通时切断触发电路，则当 u_2 变负时，由于电感的作用，负载电流由 VT_1 和 VD_2 续流，当 u_2 又为正时，因 VT_1 是导通的，u_2 又经 VT_1 和 VD_4 向负载供电，出现失控现象。

有续流二极管 VD_R 时，续流过程由 VD_R 完成，在续流阶段晶闸管关断，这就避免了某一个晶闸管持续导通从而导致失控的现象。同时，续流期间导电回路中只有一个管压降，少了一个管压降，有利于降低损耗。

有续流二极管时电路中各部分的波形如图 8.9（b）所示。

单相桥式半控整流电路的另一种接法如图 8.10 所示，相当于把图 8.4（a）中的 VT_3 和 VT_4 换为二极管 VD_3 和 VD_4，这样可以省去续流二极管 VD_R，续流由 VD_3 和 VD_4 来实现。

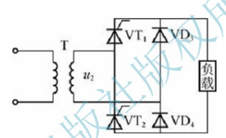


图 8.10　单相桥式半控整流电路的另一接法

8.2　三相整流电路

若整流负载容量较大，或要求直流电压脉动较小、易滤波时，应采用三相整流电路，其交流侧由三相电源供电。本节首先分析三相半波可控整流电路，然后分析三相桥式全控整流电路。

8.2.1　三相半波可控整流电路

1. 电阻负载

三相半波可控整流电路如图 8.11（a）所示。为得到零线，变压器二次侧接成星形。3 个晶闸管分别接入 a、b、c 三相电源，它们的阴极连接在一起，称为共阴极接法。

假设将电路中的晶闸管换作二极管，并用 VD 表示，该电路就成为三相半波不可控整流电路，以下首先分析其工作情况。此时，3 个二极管对应的相电压中哪一个的值最大，则该相所对应的二极管导通，并使另两相的二极管承受反压关断，输出整流电压即为该相的相电压，波形如图 8.11（d）所示。在一个周期中，器件工作情况如下：在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间，a 相电压最高，VD_1 导通，$u_d = u_a$；在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间，b 相电压最高，VD_2 导通，$u_d = u_b$；在 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间，c 相电压最高，VD_3 导通，$u_d = u_c$。此后，在下一周期相当于 ωt_1 的位置即 ωt_4 时刻，VD_1 又导通，重复前一周期的工作情况。如此，在一周期中



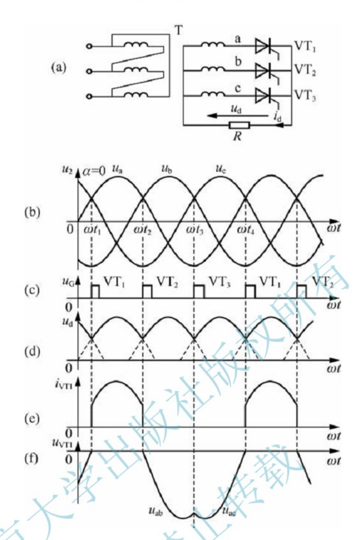


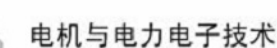
图 8.11　三相半波可控整流电路带电阻负载电路及 $\alpha=0^\circ$（自然换相点）时的波形

VD_1、VD_2、VD_3 轮流导通，每管各导通 120°。u_d 波形为 3 个相电压在正半周期的包络线。

在相电压的交点 ωt_1、ωt_2、ωt_3 处，均出现了二极管换相，即电流由一个二极管向另一个二极管转移，称这些交点为自然换相点。自然换相点是各相晶闸管能触发导通的最早时刻，将其作为计算晶闸管触发角 α 的起点，即 $\alpha=0^\circ$，要改变触发角只能是在此基础上增大它，即沿时间坐标轴向右移。若在自然换相点处触发相应的晶闸管导通，则电路的工作情况与以上分析的二极管整流工作情况一样。回顾 8.1 节的单相可控整流电路可知，各种单相可控整流电路的自然换相点也一样是变压器二次电压 u_2 的过零点。

当 $\alpha=0^\circ$ 时，变压器二次侧 a 相绕组和晶闸管 VT_1 的电流波形如图 8.11（e）所示，另两相电流波形形状相同，相位一次滞后 120°，可见变压器二次绕组电流有直流分量。

图 8.11（f）所示是 VT_1 的电压波形，由 3 段组成：第 1 段，VT_1 导通期间，为一管压降，可近似为 $u_{VT1}=0$；第 2 段，在 VT_1 关断后，VT_2 导通期间，$u_{VT1}=u_a-u_b=u_{ab}$，为一段线性电压；第 3 段，在 VT_3 导通期间，$u_{VT1}=u_a-u_c=u_{ac}$，为另一段线电压。即晶闸管电压由一段管压降和两段线电压组成。由图可见，$\alpha=0^\circ$ 时，晶闸管承受的两段线电压均为负值，随着 α 增大，晶闸管承受的电压中正的部分逐渐增多。其他两管上电压波形形状相同，相位依次差 120°。

增大 α 值，将脉冲后移，整流电路的工作情况相应地发生变化。

图 8.12 所示是 $\alpha = 30°$ 时的波形。从输出电压、电流的波形可看出，这时负载电流处于连续和断续的临界状态，各相仍导电 120°。

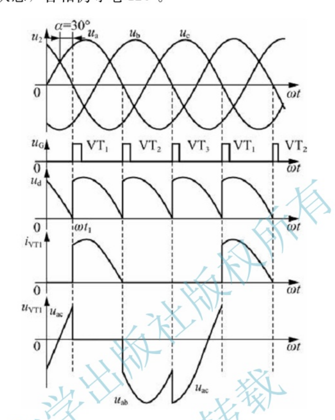


图 8.12　三相半波可控整流电路电阻负载及 α=30°时的波形

如果 $\alpha > 30°$，例如 $\alpha = 60°$ 时，整流电压的波形如图 8.13 所示，当导通一相的相电压过零变负时，该相晶闸管关断。此时，下一相晶闸管虽承受正电压，但它的触发脉冲还未到，不会导通，因此输出电压、电流均为零，直到触发脉冲出现为止。在这种情况下，负载电流断续，各晶闸管导通角为 90°，小于 120°。

若 α 角继续增大，整流电压将越来越小，$\alpha = 150°$ 时，整流输出电压为零。故电阻负载时 α 角的移相范围为 0°～150°。

整流电压平均值的计算分以下两种情况。

(1) $\alpha \leqslant 30°$ 时，负载电流连续，有

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin\omega t \, d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos\alpha = 1.17 U_2 \cos\alpha \tag{8-10}$$

当 $\alpha = 0°$ 时，U_d 最大，为 $U_d = U_{d0} = 1.17U_2$。

(2) $\alpha > 30°$ 时，负载电流断续，晶闸管导通角减小，此时有

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin\omega t \, d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right] = 0.675\left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right] \tag{8-11}$$





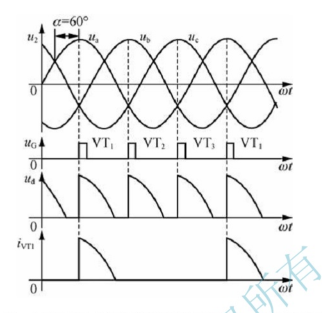


图 8.13　三相半波可控整流电路电阻负载及 α=60°时的波形

负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \tag{8-12}$$

由图 8.12 不难看出，晶闸管承受的最大反向电压为变压器二次线电压峰值，即

$$U_{RM} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U_2 = \sqrt{6} U_2 = 2.45 U_2 \tag{8-13}$$

由于晶闸管阴极与零点间的电压即为整流输出电压 u_d，其最小值为零，而晶闸管阳极与零点间的最高电压等于变压器二次相电压的峰值，因此晶闸管阳极与阴极间的最大电压等于变压器二次相电压的峰值，即

$$U_{FM} = \sqrt{2} U_2 \tag{8-14}$$

2. 阻感负载

如果负载为阻感负载，且 L 值很大，则如图 8.14 所示，整流电流 i_d 的波形基本是平直的，流过晶闸管的电流接近矩形波。

$\alpha \leqslant 30°$ 时，整流电压波形与电阻负载时相同，因为在这两种负载情况下，负载电流均连续。

$\alpha > 30°$ 时，例如 $\alpha = 60°$ 时的波形如图 8.14 所示。当 u_2 过零时，由于电感的存在，阻止电流下降，因而 VT_1 继续导通，直到下一相晶闸管 VT_2 的触发脉冲到来，才发生换流，由 VT_2 导通向负载供电，同时向 VT_1 施加反压使其关断。这种情况下 u_d 波形中出现负的部分，若 α 增大，u_d 波形中负的部分将增多，至 $\alpha = 90°$ 时，u_d 波形中正负面积相等，u_d 的平均值为零。可见阻感负载时的移相范围为 0°～90°。

由于负载电流连续，U_d 可由式（8－10）求出，即

$$U_d = 1.17 U_2 \cos\alpha$$

变压器二次电流即晶闸管电流的有效值为

$$I_2 = I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = 0.577 I_d \tag{8-15}$$

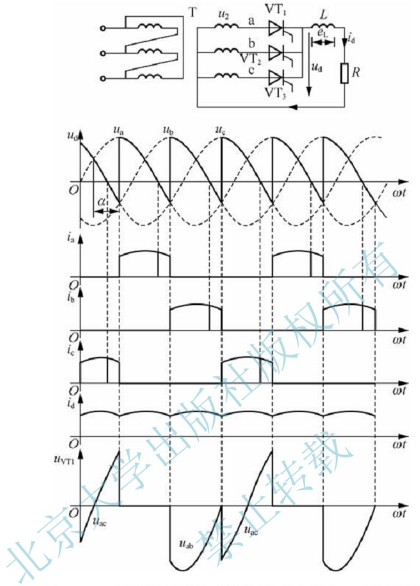


图 8.14　三相半波可控整流电路阻感负载电路及 $\alpha=60^\circ$ 时波形

由此可求出晶闸管的额定电流为

$$I_{VT(AV)}=\frac{I_d}{1.57}=0.368I_{VT} \qquad (8-16)$$

晶闸管两端电压波形如图 8.14 所示，由于负载电流连续，晶闸管最大正反向电压峰值均为变压器二次线电压峰值，即

$$U_{FM}=U_{RM}=2.45U_2 \qquad (8-17)$$

图 8.14 中所给 i_d 波形有一定的脉动，与分析单相整流电路阻感负载时图 8.4 所示的 i_d 波形有所不同。这是电路工作的实际情况，因为负载中电感量不可能也不必非常大，往往只要能保证负载电流连续即可，这样 i_d 实际上是有波动的，不是完全平直的水平线。通常，为简化分析及定量计算，可以将 i_d 近似为一条水平线，这样的近似对分析和计算的准确性并不产生很大的影响。

三相半波可控整流电路的主要缺点在于其变压器二次电流中含有直流分量，因此其应用较少。



8.2.2　三相桥式全控整流电路

目前在各种整流电路中，应用最为广泛的是三相桥式全控整流电路，其原理如图 8.15 所示，习惯将其中阴极连接在一起的 3 个晶闸管（VT_1、VT_3、VT_5）称为共阴极组；阳极连接在一起的 3 个晶闸管（VT_4、VT_6、VT_2）称为共阳极组。此外，习惯上希望晶闸管按从 1 至 6 的顺序导通。为此将晶闸管按图示的顺序编号，即共阴极组中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为 VT_1、VT_3、VT_5，共阳极组中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为 VT_4、VT_6、VT_2。从后面的分析可知，按此编号，晶闸管的导通顺序为 $VT_1-VT_2-VT_3-VT_4-VT_5-VT_6$。以下首先分析带电阻负载时的工作情况。

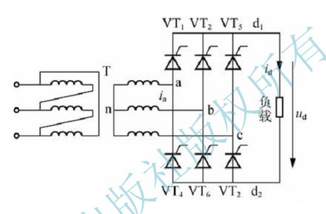


图 8.15　三相桥式全控整流电路图

1. 带电阻负载时的工作情况

可以采用与分析三相半波可控整流电路时类似的方法，假设将电路中的晶闸管换作二极管，这种情况也就相当于晶闸管触发角 $\alpha=0°$ 时的情况。此时，对于共阴极组的 3 个晶闸管，阳极所接交流电压值最大的一个导通，而对于共阳极组的 3 个晶闸管，则是阴极所接交流电压值最小（或者说负得最多）的一个导通。这样，任意时刻共阳极组和共阴极组中各有一个晶闸管处于导通状态，施加于负载上的电压为某一线电压。此时，电路工作波形如图 8.16 所示。

$\alpha=0°$ 时，各晶闸管均在自然换相点处换相。由图中变压器二次绕组相电压与线电压波形的对应关系看出，各自然换相点既是相电压交点，同时又是线电压的交点。在分析 u_d 的波形时，既可从相电压波形分析，又可以从线电压波形分析。

从相电压波形看，当共阴极组晶闸管导通时，以变压器二次侧的中点 n 为参考点，整流输出电压 u_{d1} 为相电压在正半周的包络线；当共阳极组导通时，整流输出电压 u_{d2} 为相电压在负半周的包络线，总的整流输出电压 $u_d=u_{d1}-u_{d2}$，是两条包络线间的差值，将其对应到线电压波形上，即为线电压在正半周的包络线。

直接从线电压波形看，由于共阴极组中处于通态的晶闸管对应的是最大（正得最多）的相电压，而共阳极组中处于通态的晶闸管对应的是最小（负得最多）的相电压，输出整流电压 u_d 为这两个相电压相减，是线电压中最大的一个，因此输出整流电压 u_d 波形为线电压在正半周期的包络线。

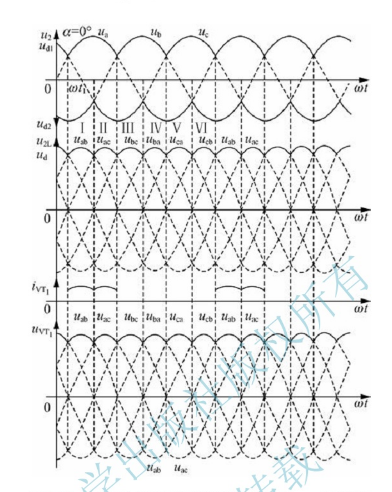


图 8.16　三相桥式全控整流电路电阻负载及 $\alpha=0°$时波形

为了说明各晶闸管的工作情况，将波形中的一个周期等分为 6 段，每段为 60°，如图 8.16所示，每一段中导通的晶闸管及输出整流电压的情况见表 8－1。由该表可见，6 个晶闸管的导通顺序为 VT_1—VT_2—VT_3—VT_4—VT_5—VT_6。

表 8－1　三相桥式全控整流电路电阻负载及 $\alpha=0°$时晶闸管工作情况

时段	Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ
共阴极组中导通的晶闸管	VT_1	VT_1	VT_3	VT_3	VT_5	VT_5
共阳极组中导通的晶闸管	VT_6	VT_2	VT_2	VT_4	VT_4	VT_6
整流输出电压 u_d	$u_a-u_b=u_{ab}$	$u_a-u_c=u_{ac}$	$u_b-u_c=u_{bc}$	$u_b-u_a=u_{ba}$	$u_c-u_a=u_{ca}$	$u_c-u_b=u_{cb}$

从触发角 $\alpha=0°$ 时的情况可以总结出三相桥式全控整流电路的一些特点如下。

（1）每个时刻均需两个晶闸管同时导通，形成向负载供电的回路，其中一个晶闸管是共阴极组的，一个是共阳极组的，且不能为同一相的晶闸管。

（2）对触发脉冲的要求：6 个晶闸管的脉冲按 VT_1—VT_2—VT_3—VT_4—VT_5—VT_6 的顺序，相位依次差 60°；共阴极组 VT_1、VT_3、VT_5 的脉冲依次差 120°，共阳极组 VT_4、VT_6、VT_2 也依次差 120°；同一相的上下两个桥臂，即 VT_1 与 VT_4，VT_3 与 VT_6，VT_5 与 VT_2，脉冲相差 180°。

（3）整流输出电压 u_d 一周期脉动 6 次，每次脉动的波形都一样，故该电路为 6 脉波整流电路。

（4）在整流电路合闸起动过程中或电流断续时，为确保电路的正常工作，需保证同时导通的两个晶闸管均有脉冲。为此，可采用两种方法：一种是使脉冲宽度大于 60°（一般取80°～100°），称为宽脉冲触发；另一种方法是，在触发某个晶闸管的同时，给前一个晶闸管补发脉冲，即用两个窄脉冲代替宽脉冲，两个窄脉冲的前沿相差 60°，脉宽一般为 20°～30°，称为双脉冲触发。双脉冲电路较复杂，但要求的触发电路输出功率小。宽脉冲触发电路虽可少输出一半脉冲，但为了不使脉冲变压器饱和，需将铁心体积做得较大，绕组匝数较多，导致漏感增大，脉冲前沿不够陡，对于晶闸管串联使用不利。虽可用去磁绕组改善这种情况，但又使触发电路复杂化。因此，常用的是双脉冲触发。

（5）$\alpha = 0°$ 时晶闸管承受的电压波形如图 8.16 所示。图中仅给出 VT_1 的电压波形。将此波形与三相半波时图 8.11 中的 VT_1 电压波形比较可见，两者是相同的，晶闸管承受最大正、反向电压的关系也与三相半波时一样。

图 8.16 还给出了晶闸管 VT_1 流过电流 i_{VT_1} 的波形，由此波形可以看出，晶闸管在一周期中有 120°处于通态，240°处于断态，由于负载为电阻，故晶闸管处于通态时的电流波形与相应时段的 u_d 波形相同。

当触发角 α 改变时，电路的工作情况将发生变化。图 8.17 给出了 $\alpha = 30°$ 时的波形。从 ωt_1 角开始把一个周期等分为 6 段，每段为 60°。与 $\alpha = 0°$ 时的情况相比，在一周期中 u_d 波形仍由 6 段线电压构成，每一段导通晶闸管的编号仍符合表 8－1 所示的规律。区别在于，晶闸管起始导通时刻推迟了 30°，组成 u_d 的每一段线电压因此推迟 30°，u_d 平均值降低。晶闸管电压波形也相应发生了变化。图中同时给出了变压器二次侧 a 相电流 i_a 的波形，该波形的特点是，在 VT_1 处于通态的 120°期间，i_a 为正，i_a 波形的形状与同时段的 u_d 波形相同，在 VT_4 处于通态的 120°期间，i_a 波形的形状也与同时段的 u_d 波形相同，但为负值。

图 8.18 给出了 $\alpha = 60°$ 时的波形，电路工作情况仍可对照表 8－1 分析。u_d 波形中每段线电压的波形继续向后移，u_d 平均值继续降低。$\alpha = 60°$ 时 u_d 出现了为零的点。

由以上分析可见，当 $\alpha \leqslant 60°$ 时，u_d 波形均连续，对于电阻负载，i_d 波形与 u_d 波形的形状是一样的，也连续。

当 $\alpha > 60°$ 时，如 $\alpha = 90°$ 时电阻负载情况下的工作波形如图 8.19 所示，此时 u_d 波形每 60°中有 30°为零，这是因为电阻负载时 i_d 波形与 u_d 波形一致，一旦 u_d 降至零，i_d 也降至零，流过晶闸管的电流即降至零，晶闸管关断，输出整流电压 u_d 为零，因此，u_d 波形不能出现负值。图 8.19 还给出了晶闸管电流 i_{VT1} 和变压器二次电流 i_a 的波形。

如果 α 角继续增大至 120°，整流输出电压 u_d 波形将全为零，其平均值也为零，可见带电阻负载时三相桥式全控整流电路 α 的移相范围是 0°～120°。

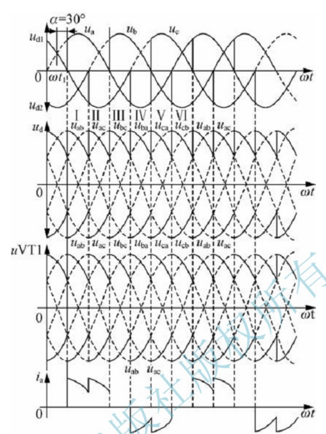


图 8.17　三相桥式全控整流电路电阻负载及 $\alpha=30°$ 时波形

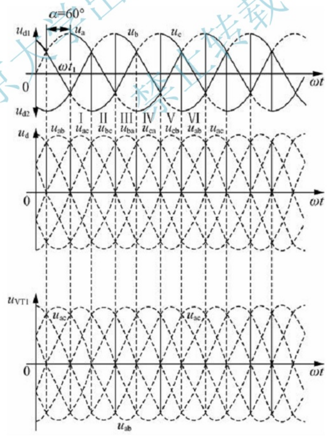


图 8.18　三相桥式全控整流电路电阻负载及 $\alpha=60°$ 时波形



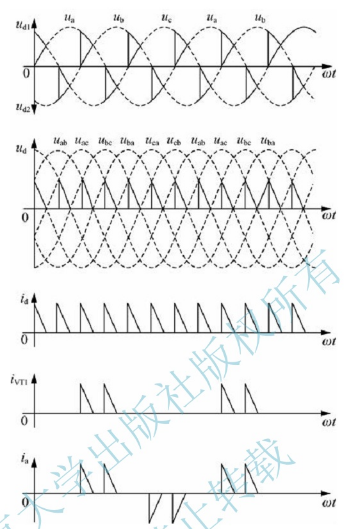


图 8.19　三相桥式全控整流电路电阻负载及 α=90°时波形

2. 带阻感负载时的工作情况

下面主要分析阻感负载时的情况，对于带反电动势及阻感负载的情况，只需在阻感负载的基础上掌握其特点，即可获得其工作情况。

当 $\alpha \leqslant 60°$ 时，u_d 波形连续，电路的工作情况与带电阻负载时十分相似，各晶闸管的通断情况、输出整流电压 u_d 波形、晶闸管承受的电压波形等都一样。区别在于由于负载不同，同样的整流输出电压加到负载上，得到的负载电流 i_d 波形不同，电阻负载时 i_d 波形与 u_d 波形形状一样。而阻感负载时，由于电感的作用，使得负载电流波形变得平直，当电感足够大的时候，负载电流的波形可近似为一条水平线。图 8.20 和图 8.21 分别给出了三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha = 0°$ 和 $\alpha = 30°$ 时的波形。

图 8.20 中除给出 u_d 波形和 i_d 波形外，还给出了晶闸管 VT_1 电流 i_{VT1} 的波形，可与图 8.16带电阻负载时的情况进行比较。由波形图可见，在晶闸管 VT_1 导通段，i_{VT1} 波形由负载电流 i_d 波形决定。

图 8.21 中除给出 u_d 波形和 i_d 波形外，还给出了变压器二次侧 a 相电流 i_a 的波形，可与图 8.17 带电阻负载时的情况进行比较。

当 $\alpha > 60°$ 时，阻感负载时的工作情况与电阻负载时不同，电阻负载时 u_d 波形不会出



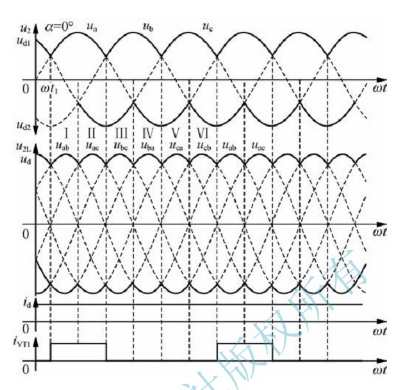


图 8.20　三相桥式全控整流电路阻感负载及 $\alpha=0°$ 时波形

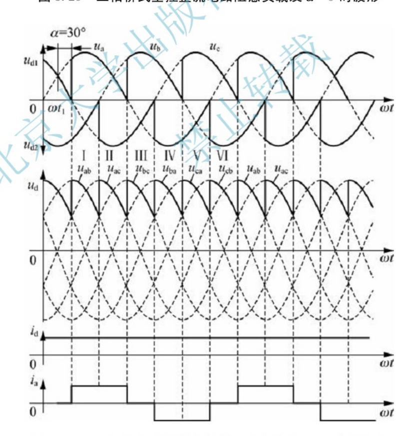


图 8.21　三相桥式全控整流电路阻感负载及 $\alpha=30°$ 时波形

现负的部分，而阻感负载时，由于电感 L 的作用，u_d 波形会出现负的部分。图 8.22 给出了 $\alpha=90°$ 时的波形。若电感 L 值足够大，u_d 中正负面积将基本相等，u_d 平均值近似为零。



这表明，带阻感负载时，三相桥式全控整流电路的 α 角移相范围为 0°～90°。

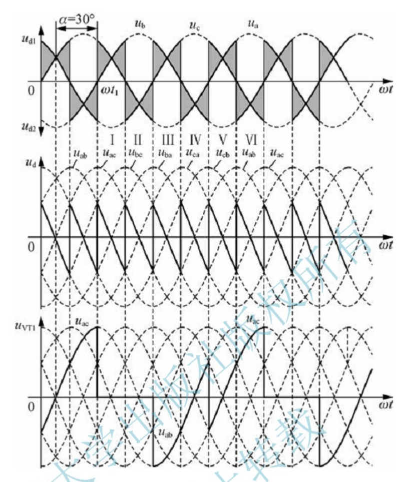


图 8.22 三相桥式整流电路阻感负载及 α=90°时波形

3. 定量分析

在以上的分析中已经说明，整流输出电压 u_d 的波形在一周期内脉动 6 次，且每次脉动的波形相同，因此在计算其平均值时，只需对一个脉波（即 1/6 周期）进行计算即可。此外，以线电压的过零点为时间坐标的零点，于是，可得到当整流输出电压连续时（即带阻感负载时，或带电阻负载 $\alpha \leqslant 60°$ 时）的平均值为

$$U_d = \frac{1}{\frac{\pi}{3}}\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha}\sqrt{6}U_2\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) = 2.34U_2\cos\alpha \tag{8-18}$$

带电阻负载且 $\alpha > 60°$ 时，整流电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{\frac{\pi}{3}}\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi}\sqrt{6}U_2\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) = 2.34U_2\left[1+\cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right)\right] \tag{8-19}$$

输出电流平均值为

$$I_d = U_d/R$$

当整流变压器为图 8.15 所示的采用星形接法，带阻感负载时，变压器二次电流波形如图 8.21 所示，为正负半周各宽 120°，前沿相差 180°的矩形波，其有效值为

$$I_2=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[I_d^2\times\frac{2}{3}\pi+(-I_d)^2\times\frac{2}{3}\pi\right]}=\sqrt{\frac{2}{3}}I_d=0.816I_d \tag{8-20}$$

晶闸管电压、电流等的定量分析与三相半波时一致。

三相桥式全控整流电路接反电动势阻感负载时，在负载电感足够大足以使负载电流连续的情况下，电路工作情况与电感性负载时相似，电路中各处电压、电流波形均相同，仅在计算 I_d 时有所不同，接反电动势阻感负载时的 I_d 为

$$I_d=\frac{U_d-E}{R} \tag{8-21}$$

式中，R 和 E 分别为负载中的电阻值和反电动势的值。

8.3 输入侧变压器漏抗对整流电路的影响

在以前分析和计算相控整流电路时，把晶闸管作为理想开关，其换流是瞬时完成的。实际上整流变压器有漏抗，晶闸管之间的换流不能瞬时完成，会出现参与换流的两个晶闸管同时导通的现象，同时导通的时间对应的电角度称为换相重叠角 γ。图 8.23 画出了三相半波相控整流电路在考虑变压器漏抗后的等效电路及输出电压、电流的波形。图中 L_1 为变压器的每相绕组折合到二次侧的漏感。

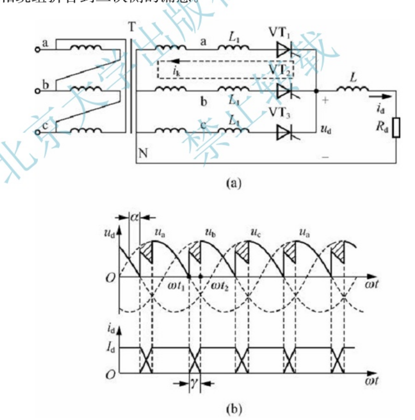


图 8.23　考虑变压器漏抗后相控整流电路的等效电路及输出电压与电流波形

当 ωt_1 时刻触发 VT_2 时，b 相电流不能瞬时上升到 I_d 值，a 相电流不能瞬时下降到零，电流换相需要时间 t_γ，换流重叠角所对应的时间为 $t_\gamma=\gamma/\omega$。在重叠角期间，VT_1、



VT_2 同时导通，产生一个虚拟电流 i_k，如图 8.23（a）中虚线所示。很明显

$$u_b - u_a = 2L_1 \frac{di_k}{dt} \tag{8-22}$$

而整流输出电压为

$$\begin{aligned} u_d &= u_b - L_1 \frac{di_k}{dt} = u_a + L_1 \frac{di_k}{dt} \\ &= u_b - \frac{1}{2}(u_b - u_a) = \frac{1}{2}(u_a - u_b) \end{aligned} \tag{8-23}$$

式（8-23）表明，在 γ 期间，直流输出电压比 u_a 或 u_b 都小，使输出电压波形减少了一块阴影面积，降低的电压值为

$$u_b - u_a = \frac{1}{2}(u_b - u_a) = L_1 \frac{di_k}{dt}$$

图中的阴影面积大小为

$$A = \int_0^{\gamma} L_1 \frac{di_k}{dt} d(\omega t) = \int_0^{I_d} \omega L_1 di_k = \omega L_1 I_d \tag{8-24}$$

1. 换相压降 U_γ

在图 8.23（a）所示的三相半波相控整流电路中，整流输出电压为三相波形组合（即一周期内换相 3 次），每个周期内有 3 个阴影面积，这些阴影面积之和 $3A$ 除以周期 2π，即为换相重叠角期间输出平均电压的减少量，称为换相压降 U_γ，则

$$U_\gamma = \frac{3A}{2\pi} = \frac{3\omega L_1 I_d}{2\pi} = \frac{3X_1 I_d}{2\pi} \tag{8-25}$$

式中，$X_1 = \omega L_1$ 是变压器每相漏感折合到二次侧的漏电抗。

由式（8-25）可知，换相压降 U_γ 正比于负载电流 I_d，它相当于整流电源增加了一项等效电阻 $\frac{3X_1}{2\pi}$，但这个等效内阻并不消耗有功功率。

2. 换相重叠角 γ

在图 8.23（b）中，为便于计算，将坐标原移到 a、b 相的自然换流点，并设 $u_a = \sqrt{2}U_2\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)$，则

$$u_b = \sqrt{2}U_2\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

由式（8-22）可得

$$2L_1 \frac{di_k}{dt} = \sqrt{2}U_2\left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)\right] = \sqrt{6}U_2 \sin\omega t$$

将上式两边同乘以 ω，得

$$2\omega L_1 di_k = \sqrt{6}U_2 \sin\omega t\, d(\omega t) \tag{8-26}$$

从电路工作原理可知，当电感 L_1 中电流从 0 变到 I_d 时，正好对应 ωt 从 α 变到（$\alpha + \gamma$），将此条件代入式（8-26），得

$$2X_1\int_0^{I_d}\mathrm{d}i_k=\sqrt{6}U_2\int_{\alpha}^{\alpha+\gamma}\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)$$

即

$$2X_1I_d=\sqrt{6}U_2[\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)] \tag{8-27}$$

则换相重叠角为

$$\gamma=\arccos\left(\cos\alpha-\frac{2X_1I_d}{\sqrt{6}U_2}\right)-\alpha \tag{8-28}$$

式（8-28）表明，当 L_1 或 I_d 增大时，γ 将增大；当 α 增大时，γ 减小。必须指出，如果在负载两端并联续流二极管，将不会出现换流重叠的现象，因为换流过程因续流二极管的存在而改变。

对于其他整流电路，可用同样的方法进行分析。现将结构列于表 8-2 中，以方便读者使用。

表 8-2 各整流电路换相压降和换相重叠角计算公式

电路形式	单相全波	单相全控桥	三相半波	三相全控桥	M脉冲整流电路
ΔU_d	$\frac{X_B}{\pi}I_d$	$\frac{2X_B}{\pi}I_d$	$\frac{3X_B}{2\pi}I_d$	$\frac{3X_B}{\pi}I_d$	$\frac{mX_B}{2\pi}I_d$①
$\cos\alpha-\cos(\alpha+\gamma)$	$\frac{I_dX_B}{\sqrt{2}U_2}$	$\frac{2I_dX_B}{\sqrt{2}U_2}$	$\frac{2I_dX_B}{\sqrt{6}U_2}$	$\frac{2I_dX_B}{\sqrt{6}U_2}$	$\frac{I_dX_B}{\sqrt{2}U_2\sin\frac{\pi}{m}}$②

①单相全控桥电路在换相过程中，环流 i_k 是从 $-I_d$ 变为 I_d，本表所列通用公式不适用。

②三相桥等效为相电压有效值等于 $\sqrt{3}U_2$ 的六脉波整流电路，故其 $m=6$，相电压有效值按 $\sqrt{3}U_2$ 代入。

8.4 大功率相控整流电路

8.4.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

在电解、电镀等工业应用中，经常需要低电压大电流（例如几十伏，几千至几万安）的可调直流电源。如果采用三相桥式电路，整流器件的数量很多，还有两个管压降损耗，降低了效率。在这种情况下，可采用带平衡电抗器的双反星形可控整流电路，如图 8.24 所示。该电路可简称为双反星形电路。

整流变压器的二次侧每相有两个匝数相同、极性相反的绕组，分别接成两组三相半波电路，即 a、b、c 一组，a′、b′、c′一组。a 与 a′绕在同一相铁心上，图 8.24 中“•”表示同名端。同样 b 与 b′，c 与 c′都绕在同一相铁心上，故得名双反星形电路。变压器二次侧绕组的极性相反可消除铁心的直流磁化，设置电感量为 L_P 的平衡电抗器是为保证两组三相半波整流电路能同时导电，每组承担一半负载。因此，与三相桥式电路相比，在采用相同晶闸管的条件下，双反星形电路的输出电流可大一倍。

当两组三相半波电路的控制角 $\alpha=0°$ 时，两组整流电压、电流的波形如图 8.25 所示。



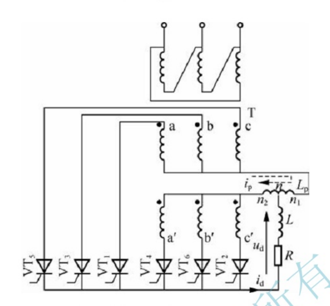


图 8.24　带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

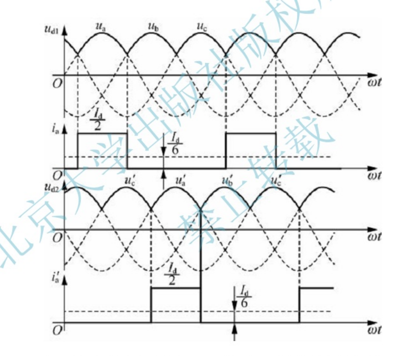


图 8.25　双反星形电路 $\alpha=0°$ 时两组整流电压与电流波形

在图 8.25 中，两组的相电压互差 180°，因而相电流亦互差 180°，其幅值相等，都是 $I_d/2$ 。以 a 相而言，相电流 i_a 与 i'_a 出现的时刻虽不同，但它们的平均值都是 $I_d/6$ 。因为平均电流相等而绕组的极性相反，所以直流安匝互相抵消。因此本电路是利用绕组的极性相反来消除直流磁通势（以防变压器铁心被直流磁化）的。

在这种并联电路中，在两个星形的中点间接有带中间抽头的平衡电抗器，这是因为当两个直流电源并联运行时，只有当两个电源的电压平均值和瞬时值均相等时，才能使负载电流平均分配。在双反星形电路中，虽然两组整流电压的平均值 U_{d1} 和 U_{d2} 是相等的，但是它们的脉动波相差 60°，它们的瞬时值是不同的，如图 8.26（a）所示。现在把 6 个晶闸管的阴极连接在一起，因而两个星形的中点 n_1 和 n_2 间的电压便等于 u_{d1} 和 u_{d2} 之差。其波

形是 3 倍频的近似三角波，如图 8.26（b）所示。这个电压加在平衡电抗器 L_p 上，产生电流 i_p，它通过两组星形自成回路，不流到负载中去，称为环流或平衡电流。考虑到 i_p 后，每组三相半波承担的电流分别为 $I_d/2 \pm i_p$。为了使两组电流尽可能平均分配，一般使 L_p 值足够大，使得环流远小于额定电流。

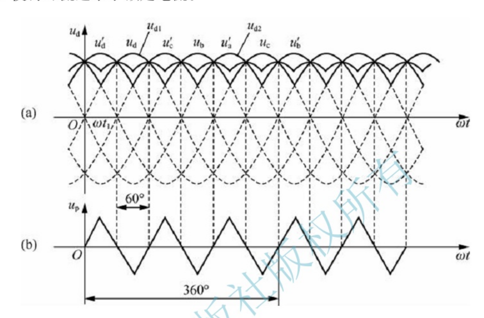


图 8.26　平衡电抗器作用下输出电压波形和平衡电抗器上电压波形

在图 8.24 所示的双反星形电路中，如不接平衡电抗器，即成为六相半波整流电路，在任一瞬间只能有一个晶闸管导电，其余 5 个晶闸管均承受反压而阻断，每个管子最大的导通角为 60°，每个管子的平均电流为 $I_d/6$。

当 $\alpha = 0°$ 时，六相半波整流电路的 U_d 为 $1.35U_2$，比三相半波时的 $1.17U_2$ 略大些，其波形如图 8.26（a）的包络线所示。由于六相半波整流电路因晶闸管导电时间短，变压器利用率低，故极少采用。可见，双反星形电路与六相半波电路的区别在于有无平衡电抗器，对平衡电抗器作用的理解是掌握双反星形电路原理的关键。

以下分析由于平衡电抗器的作用，使得两组三相半波整流电路同时导电的原理。

在图 8.26（a）中取任一瞬间如 ωt_1，这时 u'_b 及 u_a 均为正值，然而 u'_b 大于 u_a，如果两组三相半波整流电路中点 n_1 和 n_2 直接相连，则必然只有 b′相的晶闸管能导电。接了平衡电抗器后，n_1、n_2 间的电位差加在 L_p 的两端，它补偿了 u'_b 和 u_a 的电动势差，使得 u'_b 和 u_a 相的晶闸管能同时导电，如图 8.27 所示。由于在 ωt_1 时电压 u'_b 比 u_a 高，VT_6 导通，此电流在流经 L_p 时，L_p 上要感应一电动势 u_p，它的方向是要阻止电流增大（图 8.27 标出的极性）。可以导出平衡电抗器两端电压和整流输出电压的数学表达式为

$$u_p = u_{d2} - u_{d1} \tag{8-29}$$

$$u_d = u_{d2} - \frac{1}{2}u_p = u_{d1} + \frac{1}{2}u_p = \frac{1}{2}(u_{d1} + u_{d2}) \tag{8-30}$$

虽然 $u'_b > u_a$，导致 $u_{d1} < u_{d2}$，但由于 L_p 的平衡作用，使得晶闸管 VT_6 和 VT_1 都承受正向电压而同时导通。随着时间推迟至 u'_b 与 u_a 的交点，由于 $u'_b = u_a$，两管继续导电，此时 $u_p = 0$。之后 $u'_b < u_a$，则流经 b′相的电流要减小，但 L_p 有阻止此电流减小的作用，



u_p 的极性则与图 8.27 所示的相反，L_p 仍起平衡作用，使 VT_6 继续导电，直到 $u'_c > u'_b$，电流才从 VT_6 换至 VT_2。此时变成 VT_1、VT_2 同时导电。每隔 60°有一个晶闸管换相。每一组中的每一个晶闸管仍按三相半波的导电规律而各轮流导电 120°，这样以平衡电抗器中点作为整流电压输出的负端，其输出的整流电压瞬时值为两组三相半波整流电压瞬时值的平均值，见式（8-30），波形如图 8.26（a）中粗黑线所示。

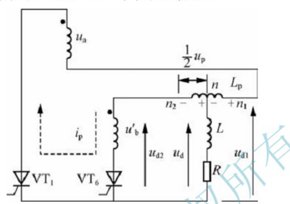


图 8.27 平衡电抗器作用下两个晶闸管同时导电的情况

图 8.28 画出了 $\alpha = 30°$、$\alpha = 60°$ 和 $\alpha = 90°$ 时输出电压的波形。从图中可以看出，双反星形电路的输出电压波形与三相半波电路比较，脉动程度减小了，脉动频率加大一倍，$f = 300$Hz。在电感负载情况下，当 $\alpha = 90°$ 时，输出电压波形正负面积相等，$U_d = 0$，因而要求的移相范围是 90°。如果是电阻负载，则 u_d 波形不应出现负值，仅保留波形中正的部分。同样可以得出，当 $\alpha = 120°$ 时，$U_d = 0$，因而电阻负载要求的移相范围为 120°。

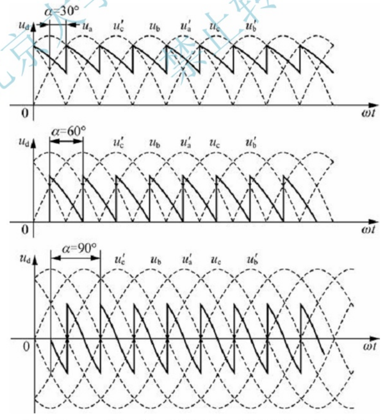


图 8.28 α=30°、60°、90°时双反星形电路输出电压波形

双反星形电路是两组三相半波电路的并联，所以整流电压平均值与三相半波整流电路的整流电压平均值相等，在不同控制角 α 时

$$U_d = 1.17U_2\cos\alpha$$

在以上分析的基础上，将双反星形电路与三相桥式电路进行比较可得出以下结论。

(1) 三相桥式电路是两组三相半波电路串联，而双反星形电路是两组三相半波电路并联，而且后者需用平衡电抗器。

(2) 当变压器二次电压有效值 U_2 相等时，双反星形电路的整流电压平均值 U_d 是三相桥式电路的 1/2，而整流电流平均值 I_d 是三相桥式电路的两倍。

(3) 在两种电路中，晶闸管的导通及触发脉冲的分配关系是一样的，整流电压 u_d 和整流电流 i_d 的波形形状一样。

8.4.2 多重化整流电路

随着整流装置功率的进一步加大，它所产生的谐波、无功功率等对电网的干扰也随之加大，为减轻干扰，可采用多重化整流电路。本节在该类电路的控制方面主要涉及移相控制方法，另有顺序控制方法请读者参见有关文献。

整流电路的多重联结有并联多重联结和串联多重联结。图 8.29 给出了将两个三相全控桥式整流电路并联多重联结的 12 脉波整流电路原理图，该电路中使用了平衡电抗器来平衡各组整流器的电流，其原理与双反星形电路中采用平衡电抗器是一样的。

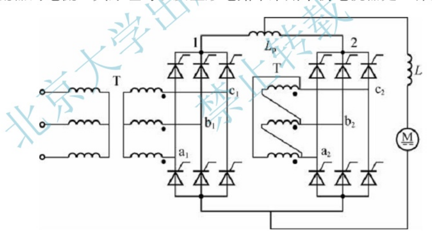


图 8.29 并联多重联结 12 脉波整流电路

对于交流输入电流来说，采用并联多重联结和串联多重联结的效果是相同的，以下着重讲述串联多重联结的情况。采用多重联结不仅可以减少交流输入电流的谐波，同时也可减小直流输出电压中的谐波幅值并提高纹波频率，因而可减小平波电抗器体积和质量。为了简化分析，下面均不考虑变压器漏抗引起的重叠角，并假设整流变压器各绕组的线电压之比为 1∶1。

图 8.30 所示是移相 30°构成串联 2 重联结电路的原理图，利用变压器二次绕组接法的不同，使两组三相交流电源间相位错开 30°，从而使输出整流电压 u_d 在每个交流电源周期中脉动 12 次，故该电路为 12 脉波整流电路。整流变压器二次绕组分别采用星形和三角形



接法构成相位相差 30°、大小相等的两组电压，接至相互串联的两组整流桥。因绕组接法不同，变压器一次绕组和两组二次绕组的匝比如图 8.30 所示，为 $1:1:\sqrt{3}$ 。图 8.31（c）所示的 i'_{ab2} 在图 8.30 中未标出，它是第Ⅱ组桥电流 i_{ab2} 折算到变压器一次侧 A 相绕组中的电流，图 8.31（d）所示的总输入电流 i_A 为图 8.31（a）所示的 i_{a1} 和图 8.31（c）所示的 i'_{ab2} 之和。

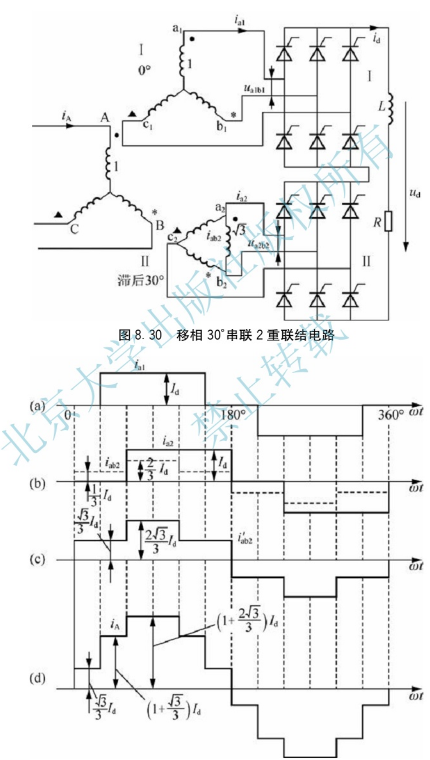


图 8.30　移相 30°串联 2 重联结电路

图 8.31　移相 30°串联 2 重联结电路的输入电流波形

对图 8.31 所示波形 i_A 进行傅里叶分析，可得其基波幅值 I_{m1} 和 n 次谐波幅值 I_{mn} 分别为

$$I_{m1} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \qquad (\text{单桥时为} \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d) \tag{8-31}$$

$$I_{mn} = \frac{1}{n} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d, n = 12k \pm 1, k = 1,2,3,\cdots \tag{8-32}$$

即输入电流谐波次数为 $12k \pm 1$，其幅值与次数成反比而降低。

该电路的其他特性如下。

直流输出电压

$$U_d = \frac{6\sqrt{6}U_2}{\pi} \cos\alpha$$

位移因数

$$\cos\varphi_1 = \cos\alpha \qquad (\text{单桥时相同})$$

功率因数

$$\lambda = v\cos\varphi_1 = 0.9886\cos\alpha$$

根据同样的道理，利用变压器二次绕组接法的不同，互相错开 20°，可将三组桥构成串联 3 重联结。此时，对于整流变压器来说，采用星形、三角形组合无法移相 20°，需采用曲折接法。串联 3 重联结电路的整流电压 u_d 在每个电源周期内脉动 18 次，故此电路为 18 脉波整流电路。其交流侧输入电流中所含谐波更少，其次数为 $18k \pm 1$ 次（$k = 1,2,3,\cdots$），整流电压 u_d 的脉动也更小。

输入位移因数和功率因数分别为

$\cos\varphi_1 = \cos\alpha$

$\lambda = 0.9949\cos\alpha$

若将整流变压器的二次绕组移相 15°，即可构成串联 4 重联结电路，此电路为 24 脉波整流电路。其交流侧输入电流谐波次数为 $24k \pm 1, k = 1,2,3,\cdots$ 。

输入位移因数、功率因数分别为

$\cos\varphi_1 = \cos\alpha$

$\lambda = 0.9971\cos\alpha$

从以上论述可以看出，采用多重联结的方法并不能提高位移因数，但可以使输入电流谐波大幅度减小，从而也可以在一定程度上提高功率因数。

8.5 相控整流电路的谐波和功率因数

作为直流电源装置，相控整流电路广泛应用于电力、电气传动等领域，其主要缺点是会产生谐波，使电网波形畸变。如 8.4.2 节就采用特定电路结构和控制方法来降低谐波的影响。

相控整流电路在工作时基波电流滞后于电网电压，要消耗大量的无功功率，因此功率



因数也很低，这也会给公用电网带来不利影响。

（1）无功功率会导致电流增大和视在功率增加，从而使发电机、变压器等电气设备容量增加，尺寸和规格加大，设备和线路的损耗也增加。

（2）无功功率使线路压降增大，冲击性无功负载还会使电压剧烈波动，导致供电质量下降。

8.5.1　谐波和无功功率

1. 谐波

所谓谐波，就是对周期性非正弦电量进行傅里叶级数分解，除了得到频率与工频相同的分量（该分量称为基波），还得到一系列大于工频的分量，这部分分量称为谐波。

例如，前面几节分析的各种电路的输出电压、变压器二次侧电流等均为周期性非正弦量，而且一般满足狄里赫利条件，可用周期为 $T=2\pi/\omega$ 的通式 $f(\omega t)$ 分解为如下形式的傅里叶级数：

$$f(\omega t)=a_0+\sum_{n=1}^{\infty}(a_n\cos n\omega t+b_n\sin n\omega t) \tag{8-33}$$

式中，$a_0=\dfrac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}f(\omega t)\mathrm{d}(\omega t)$；$a_n=\dfrac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}f(\omega t)\cos n\omega t\mathrm{d}(\omega t)$；$b_n=\dfrac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}f(\omega t)\sin n\omega t\mathrm{d}(\omega t)$。

显然，式（8－34）中 $n=1$ 的分量为基波，$n>1$ 的分量为谐波。

谐波频率与基波频率的比值（$n=f_n/f_1$）称为谐波次数。

2. 无功功率

在正弦交流电路中，电路的有功功率就是其平均功率，即

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\mathrm{d}t=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}ui\,\mathrm{d}(\omega t)=UI\cos\varphi \tag{8-34}$$

式中，U、I 分别为电压、电流的有效值；φ 为电压、电流之间的相位差。

无功功率定义为

$$Q=UI\sin\varphi \tag{8-35}$$

视在功率定义为电压、电流有效值的乘积，即

$$S=UI \tag{8-36}$$

功率因数定义为

$$\lambda=\frac{P}{S}=\frac{UI\cos\varphi}{UI}=\cos\varphi \tag{8-37}$$

在非正弦电路中，有功功率、视在功率和功率因数定义与正弦电路相同。由于公用电网中电压的波形畸变通常很小，可以忽略。设输入电压为无畸变的正弦波，其有效值为 U，输入电流有效值为 I，基波电流有效值为 I_1，电压与基波电流相位差为 φ_1。由于谐波电流在一个电源周期内的平均功率为零，只有输入电流的基波电流 I_1 形成有功功率。因此

$$P=UI_1\cos\varphi_1 \tag{8-38}$$

基波电流产生的无功功率为

$$Q_1 = UI_1 \sin\varphi_1 \tag{8-39}$$

谐波电流产生的无功功率为

$$Q_n = U\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \tag{8-40}$$

视在功率为

$$S = UI \tag{8-41}$$

功率因数为

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI_1\cos\varphi_1}{UI} = \frac{I_1\cos\varphi_1}{I} = \gamma\cos\varphi_1 \tag{8-42}$$

式中，$\gamma = I_1/I$，即基波电流有效值与输入电流有效值之比，称为基波因数；$\cos\varphi_1$ 称为基波功率因数或位移因数。

由式（8-43）可见，非正弦电路的功率因数由基波电流相移和电流波形畸变这两个因素共同决定。

8.5.2 直流侧电压和电流的谐波分析

整流电路的输出电压是周期性的非正弦函数，其主要成分是直流，同时包含各种频率的谐波，这些谐波对于负载的工作是不利的。

下面以 m 相半波相控整流电路 $\alpha=0°$ 时的输出电压为例进行谐波分析，以说明谐波分析的一般方法。至于 $\alpha>0°$，甚至考虑换相重叠角时，m 相整流电压谐波的表达式非常复杂，在此不作介绍。

m 相半波相控整流电路，在 $\alpha=0°$ 时，输出电压波形如图 8.32 所示，其表达式可写为

$$u_d = \sqrt{2}U_2\cos\omega t \tag{8-43}$$

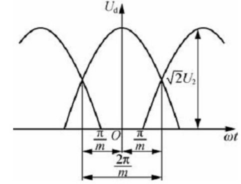


图 8.32　m 相半波相控整流电路 $\alpha=0°$ 时的输出电压波形

在图 8.32 中，输出电压波形关于纵轴对称，因此 u_d 分解为傅里叶级数时没有正弦项，即

$$u_d = U_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t \tag{8-44}$$



由于 u_d 的周期为 $2\pi/m$，因此有

$$\cos n\omega t = \cos n\left(\omega t + \frac{2\pi}{m}\right) = \cos\left(n\omega t + \frac{2n\pi}{m}\right) \tag{8-45}$$

显然，式（8-46）只有在 $2n\pi/m = 2k\pi(k = 1,2,3,\cdots)$ 时才成立，因此有

$$n = mk(k = 1,2,3,\cdots) \tag{8-46}$$

即在整流输出电压中，谐波次数 n 一定是脉波数 m 的整数倍。

u_d 的傅里叶级数表达式中的常数项是整流输出平均电压，即

$$U_{d0} = \frac{m}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} \sqrt{2}U_2\cos\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) = \sqrt{2}U_2\,\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m} \tag{8-47}$$

根据傅里叶级数分析，可求得

$$a_n = \frac{m}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} \sqrt{2}U_2\cos\omega t\cos n\omega t\,\mathrm{d}(\omega t) = \sqrt{2}U_2\,\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\left(-\frac{2\cos n\pi}{n^2-1}\right) \tag{8-48}$$

式中，$n = mk(k = 1,2,3,\cdots)$。

将式（8-48）、式（8-49）代入式（8-45），整理后可得

$$u_d = U_{d0}\left[1 - \sum_{n=mk}^{\infty}\frac{2\cos k\pi}{n^2-1}\cos n\omega t\right] \tag{8-49}$$

将 m=2，3，6 分别代入式（8-49）可得到单相桥式电路、三相半波电路、三相桥式电路 $\alpha = 0°$ 时整流输出电压的傅里叶级数表达式。

$$u_d = \sqrt{2}U_2\,\frac{2}{\pi}\sin\frac{\pi}{2}\left[1 + \frac{2\cos 2\omega t}{1\times 3} - \frac{2\cos 4\omega t}{3\times 5} + \frac{2\cos 6\omega t}{5\times 7} - \cdots\right]$$

$$u_d = \sqrt{2}U_2\,\frac{3}{\pi}\sin\frac{\pi}{3}\left[1 + \frac{2\cos 3\omega t}{2\times 4} - \frac{2\cos 6\omega t}{5\times 7} + \frac{2\cos 9\omega t}{8\times 10} - \cdots\right]$$

$$u_d = \sqrt{2}U_2\,\frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6}\left[1 + \frac{2\cos 6\omega t}{5\times 7} - \frac{2\cos 12\omega t}{11\times 13} + \frac{2\cos 18\omega t}{17\times 19} - \cdots\right]$$

负载电流的傅里叶级数可由整流电压的傅里叶级数求得

$$i_d = I_d + \sum_{n=mk}^{\infty} d_n\cos(n\omega t - \varphi_n) \tag{8-50}$$

当负载为 R、L 和反电动势 E 串联时，在式（8-51）中

$$I_d = \frac{U_{d0} - E}{R} \tag{8-51}$$

n 次谐波电流的幅值 d_n 为

$$d_n = \frac{b_n}{z_n} = \frac{b_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \tag{8-52}$$

n 次谐波电流的滞后角为

$$\varphi_n = \arctan\frac{n\omega L}{R} \tag{8-53}$$

通过上述分析可得，$\alpha = 0°$ 时相控整流电路整流电压、电流中的谐波有如下规律。

（1）m 脉波整流电压 u_d 的谐波次数为 mk（k=1，2，3，…）次，即 m 的倍数次，整流电流的谐波由整流电压的谐波决定，也为 mk 次。

（2）当 m 一定时，随谐波次数增大，谐波幅值迅速减小，表明最低次（m 次）谐波

是最主要的，其他次数的谐波相对较少；当负载中有电感时，负载电流谐波幅值 d_n 的减小更为迅速。

（3）当 m 增加时，最低次谐波次数增大，且幅值迅速减小。

由此可见，增加整流电路的相数可以减少谐波。另外，将三相整流变压器联结组别接成 D/Y 或 Y/D，可以抑制 3 的倍数次谐波，或者可在整流变压器二次侧针对某次谐波设置滤波电路。

8.5.3 交流侧的谐波和功率因数分析

相控整流电路流过整流变压器二次侧的是周期性变化的非正弦波电流，它包含有谐波分量，这些谐波电流在电源回路中引起阻抗压降，使得电源电压也含有高次谐波。因此，相控整流电路对电源来说是一个谐波源。下面以三相桥式相控整流电路带电感性负载为例，忽略换相过程和电流脉动，说明交流侧的谐波和功率因数分析的一般方法。

通过 8.2.2 节的分析可知，此时二次侧相电流为正负半周各为 $2\pi/3$ 的方波，其有效值与整流输出电流的关系为

$$I=\sqrt{\frac{2}{3}}I_{\mathrm{d}} \tag{8-54}$$

以 a 相电流为例，将电流正负半波的中点作为时间零点，对 i_{a} 进行傅里叶级数分解，可得

$$\begin{aligned}i_{\mathrm{a}}&=\frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_{\mathrm{d}}\left[\sin\omega t-\frac{1}{5}\sin5\omega t-\frac{1}{7}\sin7\omega t+\frac{1}{11}\sin11\omega t+\frac{1}{13}\sin13\omega t-\cdots\right]\\&=\frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_{\mathrm{d}}\sin\omega t+\frac{2\sqrt{3}}{\pi}I_{\mathrm{d}}\sum_{\substack{n=6k\pm1\\k=1,2,3,\cdots}}(-1)^k\frac{1}{n}\sin n\omega t\\&=\sqrt{2}I_1\sin\omega t+\sum_{\substack{n=6k\pm1\\k=1,2,3,\cdots}}(-1)^k\sqrt{2}I_n\sin n\omega t\end{aligned} \tag{8-55}$$

则电流基波和各次谐波的有效值分别为

$$\begin{cases}I_1=\dfrac{\sqrt{6}}{\pi}I_{\mathrm{d}}\\I_n=\dfrac{\sqrt{6}}{n\pi}I_{\mathrm{d}}\end{cases}\quad(n=6k\pm1,k=1,2,3,\cdots) \tag{8-56}$$

可以看出，电流中仅含 $6k\pm1$（k 为正整数）次谐波，各次谐波有效值与谐波次数成反比，且与基波有效值的比值为谐波次数的倒数。

由式（8-36）、式（8-38）可得基波因数：

$$\gamma=\frac{I_1}{I}=\frac{3}{\pi}\approx0.955 \tag{8-57}$$

由图 8.21 可以明显看出，电流基波与电压的相位差为 α，因此位移因数为

$$\lambda_1=\cos\varphi_1=\cos\alpha \tag{8-58}$$

由此可得交流侧功率因数为

$$\lambda=\gamma\lambda_1=\frac{I_1}{I}\cos\varphi_1=\frac{3}{\pi}\cos\alpha\approx0.955\cos\alpha \tag{8-59}$$



由此可见，相控整流电路交流侧功率因数整流相数和控制角有关。因此，可通过增加整流相数或减小控制角来提高相控整流电路的功率因数。

8.6 相控整流电路的有源逆变

前面分析的整流电路都是把交流电变成直流电，这一电能的变换过程称为整流。相反，把直流电转变成交流电的过程称为逆变。逆变电路分为无源逆变电路和有源逆变电路两种。无源逆变电路能将直流电能变为交流电能输出至负载。有源逆变电路则把直流电能变为交流电能输出给交流电网。完成有源逆变的装置称为有源逆变器。一套相控整流电路，既可工作在整流状态，在不改变电路形式，满足一定条件下，又可工作于有源逆变状态，本节简单讨论整流电路的有源逆变。

8.6.1 有源逆变的工作原理

图 8.33 中 G 是直流发电机，M 是电动机，R_{Σ} 是等效电阻，现在来分析直流发电机-电动机系统中电能的转换关系。

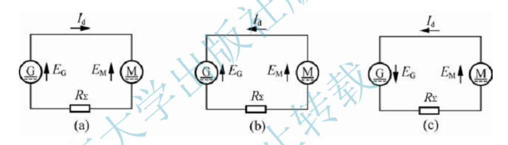


图 8.33 直流发电机-电动机之间的电能转换

当控制发电机电动势的大小和极性时，G 和 M 之间的能量转换关系将发生变化。

图 8.33（a）中 M 电动机运转，电动势 $E_G > E_M$，电流 I_d 从 G 流向 M，M 吸收电功率。

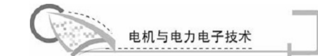
图 8.33（b）中 M 作发电运转，此时，$E_G < E_M$，电流反向，从 M 流向 G，故 M 输出电功率，G 则吸收电功率，M 轴上输入的机械能转变为电能反送给 G，系统工作在回馈制动状态。

图 8.33（c）中两电动势顺向串联，向电阻 R_{Σ} 供电，G 和 M 均输出功率，由于 R_{Σ} 一般都很小，实际上形成短路，在工作中必须严防这类事故发生。

将整流电路代替上述发电机，能方便地研究整流电路的有源逆变工作原理。

1. 单相全波整流电路工作在整流状态

如图 8.34 所示的单相全波整流电路带动直流卷扬系统，当移相控制角 α 在 $0 \sim \frac{\pi}{2}$ 范围内变化时，其直流侧输出电压 $U_d = 0.9U_2\cos\alpha > 0$，在该电压作用下，直流电动机 M 转动，卷扬机将重物提升起来，直流电动机转动产生的反电动势为 E，并且 E 略小于输出直流平均电压 U_d，此时整流器输出功率，电动机吸收功率，电流值为



$$I_d=\frac{U_d-E}{R_a} \tag{8-60}$$

式中，R_a 为电动机绕组电阻，其值很小，两端电压也很小。

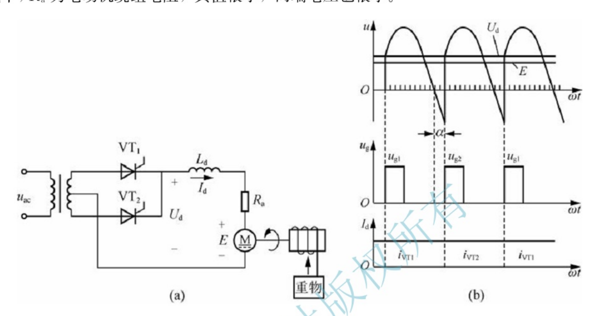


图 8.34　单相全波整流电路整流工作状态

如果在电动机运行过程中使控制角 α 减小，则 U_d 增大，I_d 瞬时值也随之增大，电动机电磁转矩增大，所以电动机转速提高。随着转速升高，E 增大，I_d 随之减小，最后恢复到原来的数值，此时电动机稳定运行在较高转速状态。反之，如果使 α 角增大，电动机转速减小。所以，改变晶闸管的控制角，可以很方便地对电动机进行无级调速。

当卷扬机将重物提升到规定的高度时，自然就需在这个位置停住，这时只要将控制角 α 调到等于 $\pi/2$，变流器输出电压波形中，其正、负面积相等，电压平均值 U_d 为零，电动机停转（同时采用电磁抱闸断电制动），反电动势 E 也同时为零。

2. 单相全波整流电路工作在逆变状态

在上述卷扬机系统中，当重物下放时，由于重力对重物的作用，必将牵动电动机使之向与重物上升相反的方向转动，电动机产生的反电势 E 的极性也将随之反相，上负下正，如图 8.35 所示。为了防止两电动势顺向串联形成短路，则要求 U_d 的极性也必须反过来，即上负下正，因此，整流电路的控制角 α 必须在 $\frac{\pi}{2}\sim\pi$ 范围内变化。此时，电流 I_d 为

$$I_d=\frac{|E|-|U_d|}{R_a} \tag{8-61}$$

由于晶闸管单向导通性，I_d 方向仍然保持不变。如果 $|E|<|U_d|$，则 $I_d=0$；如果 $|E|>|U_d|$，则 $I_d\neq 0$。电动势的极性改变了，而电流的方向未变，因此功率的传递关系发生了变化，电动机处于发电机状态，发出直流功率，整流电路将直流功率逆变为 50Hz 的交流电返送到电网，这就是有源逆变工作状态。

逆变时，电流 I_d 的大小取决于 E 和 U_d，而 E 由电动机的转速决定，U_d 可以调节控制角 α 改变其大小。为了两防止过电流，同样应满足 $E\approx U_d$ 的条件。



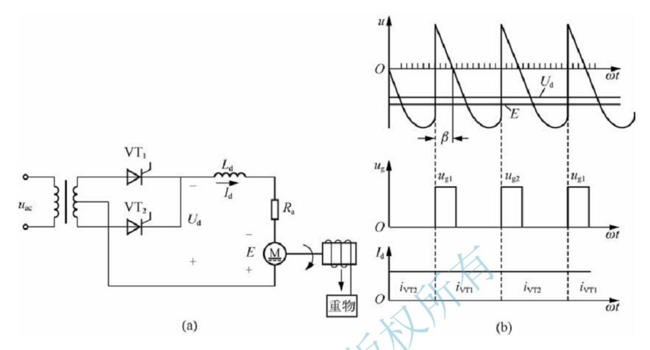


图 8.35　单相全波整流电路的逆变工作状态

在逆变工作状态下，虽然控制角 α 在 $\frac{\pi}{2}\sim\pi$ 范围内变化，晶闸管的阳极电位大部分处于交流电压的负半周期，但由于有外接直流电动势 E 的存在，晶闸管仍因承受正向电压而导通。

由此可看出，在特定的场合，同一套晶闸管电路既可以工作在整流状态，也可以工作在逆变状态，这种具有可逆性的装置业界常称为变流器。

从上面的分析中可归纳出有源逆变的条件如下。

（1）一定要有直流电动势源，其极性必须与晶闸管的导通方向一致，其值应稍大于变流器直流侧的平均电压。

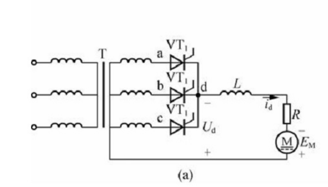
（2）变流器必须工作在 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 的区域内，使 $U_d < 0$ 。

这两个条件缺一不可。由于半控桥或有续流二极管的电路不能输出负电压，也不允许直流侧出现负极性的电动势，故不能实现有源逆变。

8.6.2　三相半波有源逆变电路

图 8.36（a）所示为三相半波整流器带电动机负载时的电路，并假设负载电流连续。当 α 在 $\frac{\pi}{2}\sim\pi$ 范围内变化时，变流器输出电压的瞬时值在整个周期内虽然有正有负或者全部为负，但负的面积总是大于正的面积，故输出电压的平均值 U_d 为负值。电动势 E 的极性具备有源逆变的条件，当 α 在 $\frac{\pi}{2}\sim\pi$ 范围内变化且 $E > U_d$ 时，可以实现有源逆变。

图 8.36（b）画出了 $\alpha = 150°$ 时，逆变电路的输出电压和电流波形。I_d 从 E 的正极流出，从 U_d 的正端流入，故反送电能。



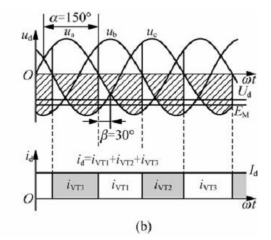


图 8.36 三相半波有源逆变电路及其波形

变流器逆变时，直流侧电压计算公式与整流时一样。当电流连续时，有

$$U_d = 1.17U_2\cos\alpha \tag{8-62}$$

式中，U_2 为相电压的有效值。

由于逆变时 $\alpha > 90°$，故 $\cos\alpha$ 的计算不大方便，于是引入逆变角 β，令 $\alpha = \pi - \beta$，则式（8-63）改写成

$$U_d = -1.17U_2\cos\beta \tag{8-63}$$

逆变角为 β 的触发脉冲位置从 $\alpha = \pi$ 的时刻左移 β 角来确定。

8.6.3 三相桥式有源逆变电路

三相全控桥式整流电路用作有源逆变时，就成了三相桥式逆变电路。三相桥式逆变电路的工作与三相桥式整流电路一样，要求每隔 60°依次触发晶闸管，电流连续时，每个晶闸管导通 120°，触发脉冲必须是双窄脉冲或者是宽脉冲。直流侧电压计算公式为

$$U_d = -2.34U_2\cos\beta \tag{8-64}$$

或

$$U_d = -1.35U_{2L}\cos\beta \tag{8-65}$$

式中，U_2 为逆变电路输入相电压；U_{2L} 为逆变电路输入线电压。

8.6.4 有源逆变最小逆变角 β_{min} 的限制

在整流电路中已讨论了变压器漏抗对整流电路换流的影响，在这里同样也应考虑变压器漏抗对逆变电路换流的影响。由于变压器漏抗的影响，电流换流不能瞬时完成，从而引起换流重叠角 γ，如图 8.37 所示。如果逆变角 β 太小，即 $\beta < \gamma$ 时，从图 8.37 所示的波形中可清楚看到，换流还未结束，电路的工作状态到达 u_A 与 u_B 交点 P，从 P 点之后，u_A 将高于 u_B，晶闸管 VT_2 承受反向电压而重新截止，而应该截止的 VT_1 却承受正向电压而继续导通，从而造成逆变失败。因此，为了防止逆变失败，不仅逆变角 β 不能等于零，而且不能太小，必须限制在某一允许的最小角度内。最小逆变角 β_{min} 的选取要考虑以下因素。

（1）换相重叠角 γ 随电路形式、工作电流的大小不同而不同，一般选取为 15°～25°电



角度。

(2) 晶闸管关断时间 t_q 所对应的电角度 δ。一般 t_q 大的可达200～300μs，折算电角度 δ 为 4°～5°。

(3) 安全裕量角 θ。考虑到脉冲调整时不对称、电网波动等因素影响，还必须留有一个安全裕量角，一般选取 θ 为 10°。

综上所述，最小逆变角 β_{min} 为

$$\beta_{min} \geqslant \gamma + \delta + \theta \approx 30^\circ \sim 35^\circ \tag{8-66}$$

当设计有源逆变电路时，必须保证 $\beta > \beta_{min}$，因此常在触发电路中附加一个保护环节，保证控制脉冲不进入 β_{min} 区域内。

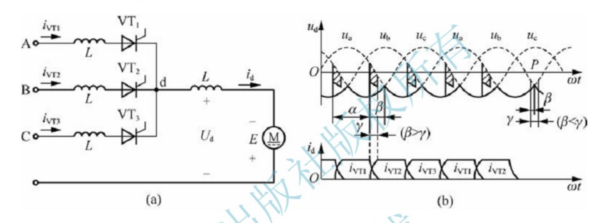


图 8.37　交流侧电抗对逆变换相过程的影响

阅读材料：

整流电路发展现状

凡能将交流电能转换为直流电能的电路泛称为整流电路，在应用中构成直流电源装置，由于交流电能大多数来自公共电网，因而是公共电网与电力电子装置的接口电路，其性能将影响电网的运行和电能质量。

在所有电能基本转换中，整流是最早出现的一种，自20世纪20年代迄今已经历以下几种类型：旋转式变流机组（交流电动机-直流发电机组）、静止式离子整流器（由充气阀流管或汞弧整流管等离子器件组成）和静止式半导体整流器（由各式半导体功率器件组成）。由于交流机组和离子整流器的经济指标均不及半导体整流器，因而早已被取代。按照器件的可开关频率的高低，整流电路也分为高频电路和低频电路，本章介绍的相控式整流电路属于低频电路，它是所有半导体变流电路中历史最长、技术最成熟，而且在大中型功率级别中应用最广泛的一种电路；PWM整流电路属于高频电路，它是近年来才发展起来的电路，是PWM控制技术在整流领域的延伸，是所有半导体变流电路中历史最短的一种新型电路，本书第12章将对它进行介绍。

传统相控整流电路中存在的主要问题是：①使得网侧功率因数低。增加了电力系统设备和线路的容量以及损耗。②谐波电流对电网的危害大。谐波不仅危害电网，还可对网间各种负载造成不良影响，诸如变压器和继电器等；此外，谐波对通信系统的干扰会引起噪声，降低通信质量等。③难于实现快速调节。传统的晶闸管相控整流电路具有较大惯性，

本身开关耗时较长，因而难于对外作出快速反应，由于滤波元件参数较大，不仅增加电磁惯性，而且降低功率密度。

基于这些问题，相控整流电路在中小功率场合，越来越多的使用开关频率较高的IGBT和MOSFET器件。采用高频PWM技术的PWM整流电路发展较快，我们俗称的各类开关电源，当中的整流部分大多就属于PWM整流电路。基于以上的进步，在通过整流电路本身及其控制方法来进行谐波治理和无功调理方面也取得了很大进步。

小结

本章围绕晶闸管控制的相控整流电路展开。

针对单相和三相交流输入电源，纯电阻、阻感及反电动势等负载形式，在不同触发角度情况下，重点介绍了各类相控整流电路的结构、工作原理、定量计算方法等。其中，重点在根据相应整理电路绘制主要参数的波形图并能计算，以及根据对整流电路的分析，确定触发角移相范围和晶闸管最大正反向电压的概念。

对输入侧变压器漏抗对整流电路的影响进行了分析，理解换相重叠角的重要意义。

针对大功率相控整流电路，专门给出一节进行相应介绍，主要是带平衡电抗器的双反星形整流电路和多重化整流电路，这类电路除可以相对增大功率外，还具有减小谐波或无功的作用。

整流电路的相控方式，不可避免带来了谐波问题和无功功率的大量消耗。对直流侧的电压和电流的谐波问题，以及交流侧的电压和电流的谐波与功率因数问题都进行了分析。

最后，详细介绍了相控整流电路的有源逆变工作原理，包括典型单相整流电路、三相半波整流电路、三相全控桥式整流电路的有源逆变工作情况。

习题

1. 当相控整流电路中的可控器件全部由不可控器件（二极管）代替时，器件的导电转换点，称为__________点，即定义为控制角 α=________点。

2. 某单相桥式全控整流电路，带纯电阻负载，如交流侧电压有效值为100V，$\alpha=60°$，则输出电压平均值为________ V；若为大电感负载，则结果约为________ V。

3. 三相桥式全控整流电路带纯电阻负载，晶闸管相位角的移相范围是0°～________，阻感负载时是0°～________。

4. 三相半波整流电路，纯电阻负载，α=________时，其输出整流电流波形处于连续和断续的临界状态；而对于三相全控桥式整流电路，纯电阻负载，相应的临界状态是 α=________。

5. 无功功率增加，会使总电流________，从而使得设备和线路的损耗________。

6. 相控整流电路的功率因数，控制角 α 越大，功率因数________，整流相数越多，功率因数________。

7. 直流电能变为交流电能并输出给电网，这种电能变换称为__________。

8. 单相半波可控整流电路，阻性负载，控制角 α 的最大移相范围是0°～（　　）。

A. 90°　　B. 120°　　C. 150°　　D. 180°

9. 单相桥式全控整流电路，大电感性负载，控制角 α 为（　　）时，整流输出电压





为 0。

A. 0°　　B. 90°　　C. 120°　　D. 180°

10. 单相桥式全控整流电路，给电炉（纯电阻）供电，相位角移相范围是 0°～(　　)。

A. 90°　　B. 120°　　C. 150°　　D. 180°

11. 单相桥式全控整流电路，阻感性负载，晶闸管承受的最大正向电压可能是(　　)。

A. U_2　　B. $\sqrt{2}U_2$　　C. $2.45U_2$　　D. $1.17U_2$

12. 三相半波可控整流电路，阻感性负载，晶闸管承受的最大反向电压可能是(　　)。

A. U_2　　B. $\sqrt{2}U_2$　　C. $2.45U_2$　　D. $1.17U_2$

13. 三相桥式全控整流电路，在交流电源一个周期里，输出电压脉动（　　）次。

A. 2　　B. 3　　C. 4　　D. 6

14. 可实现有源逆变的电路为（　　）。

A. 三相半波可控整流电路　　B. 三相半控桥整流桥电路

C. 单相全控桥接续流二极管电路　　D. 单相半控桥整流电路

15. 在单相桥式全控整流电路、三相桥式全控整流电路中，当负载分别为电阻负载或电感负载时，要求的晶闸管移相范围分别是多少？

16. 在三相桥式全控整流电路中，电阻负载，如果有一个晶闸管不能导通，此时的整流电压 u_d 波形如何？如果有一个晶闸管被击穿而短路，其他晶闸管受什么影响？

17. 单相桥式全控整流电路，其整流输出电压中含有哪些次数的谐波？其中，幅值最大的是哪一次？变压器二次侧电流中含有哪些次数的谐波？其中主要的是哪几次？

18. 三相桥式全控整流电路，其整流输出电压中含有哪些次数的谐波？其中幅值最大的是哪一次？变压器二次侧电流中含有哪些次数的谐波？其中主要的是哪几次？

19. 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路与三相桥式全控整流电路相比有何主要异同？

20. 整流电路多重化的主要目的是什么？

21. 使变流器工作于有源逆变状态的条件是什么？

22. 什么是逆变失败？如何防止逆变失败？

23. 单相半波可控整流电路对电感负载供电，$L=20\text{mH}$，$U_2=200\text{V}$，求当 $\alpha=0°$ 和 60°时的负载电流 I_d，并画出 u_d 与 i_d 的波形。

24. 单相桥式全控整流电路，$U_2=200\text{V}$，负载中 $R=2\Omega$，L 值极大，当 $\alpha=30°$ 时，要求：①作出 u_d、i_d 和 i_2 的波形；②求整流输出平均电压 U_d、电流 I_d，变压器二次电流有效值 I_2；③考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

25. 单相桥式半控整流电路，电阻性负载，画出整流二极管在一周内承受的电压波形。

26. 单相桥式全控整流电路，$U_2=100\text{V}$，负载中 $R=2\Omega$，L 值极大，反电势 $E=60\text{V}$，当 $\alpha=30°$ 时，要求：①作出 u_d、i_d 和 i_2 的波形；②求整流输出平均电压 U_d、电流

I_d，变压器二次侧电流有效值 I_2；③考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

27. 三相半波可控整流电路，$U_2=200V$，带电阻电感负载，$R=5\Omega$，L 值极大，当 $\alpha=60°$时，要求：①画出 u_d、i_d和 i_{VT1}的波形；②计算 U_d、I_d、I_{dT}和 I_{VT}。

28. 三相桥式全控整流电路，$U_2=100V$，带电阻电感负载，$R=10\Omega$，L 值极大，当 $\alpha=60°$时，要求：①画出 u_d、i_d和 i_{VT1}的波形；②计算 U_d、I_d、I_{dT}和 I_{VT}。

29. 单相全控桥，反电动势阻感负载，$R=1\Omega$，$L=\infty$，$E=40V$，$U_2=100V$，$L_B=0.5mH$，当 $\alpha=60°$时求 U_d、I_d与 γ 的数值，并画出整流电压 u_d的波形。

30. 三相半波可控整流电路，反电动势阻感负载，$U_2=100V$，$R=1\Omega$，$L=\infty$，$L_B=1mH$，求当 $\alpha=30°$、$E=50V$ 时，U_d、I_d、γ 的值并作出 u_d与 i_{VT1}和 i_{VT2}的波形。



第9章

逆变电路

关键术语： 逆变原理，单相电压型逆变电路，三相电压型逆变电路，单相电流型逆变电路，三相电流型逆变电路，多重逆变电路，多电平逆变电路。

学过本章后，读者将能够：

熟练描述逆变电路工作原理；

掌握单相和三相电压型逆变电路工作原理及其特点；

掌握单相和三相电流型逆变电路工作原理及其特点；

了解多重与多电平逆变电路的结构和工作原理。

引例：

通过第6章的学习，我们知道了交流电机，尤其是三相异步电动机，在大量需要调速的场合，往往会配备变频器来通过调节交流电频率完成调速任务，频率的调节是通过对其内部逆变电路中的电力电子开关器件的控制来实现的。由于逆变功能在变频器中的重要地位，变频器有时也被人们称为逆变电源。图9.1所示为变频器。

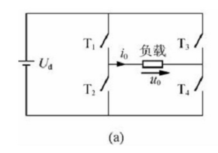


图9.1　变频器

由逆变电路为主构成的电能变换装置，业界称为逆变器。本书第8章介绍了有源逆变电路，本章主要介绍无源逆变电路，简称逆变电路。根据输入侧电源的性质，逆变电路分为电压型逆变电路和电流型逆变电路两种基本类型。

9.1 逆变原理

以图 9.2（a）所示的单相桥式逆变电路为例说明其最基本的工作原理。图中 $T_1 \sim T_4$ 是桥式电路的 4 个开关管。当开关 T_1、T_4 闭合，T_2、T_3 断开时，负载电压 u_0 为正；当开关 T_1、T_4 断开，T_2、T_3 闭合时，u_0 为负，其波形如图 9.2（b）所示。这样，就把直流电变成了交流电，改变两组开关的切换频率，即可改变输出交流电的频率。这就是逆变电路最基本的工作原理。



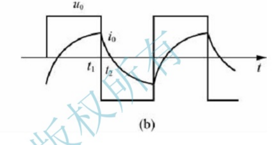


图 9.2 逆变电路及其波形示意图

当负载为电阻时，负载电流 i_0 和电压 u_0 的波形形状相同，相位也相同。当负载为阻感时，i_0 的基波相位滞后于 u_0 的基波，两者波形的形状也不同，图 9.2（b）给出的就是阻感负载时的 i_0 波形。设 t_1 时刻以前 T_1、T_4 导通，u_0 和 i_0 均为正。在 t_1 时刻断开 T_1、T_4，同时合上 T_2、T_3，则 u_0 的极性立刻变为负。但是，因为负载中有电感，其电流极性不能立刻改变而仍维持原方向。这时，负载电流从直流电源负极流出，经 T_2、负载和 T_3 流回正极，负载电感中储存的能量向直流电源反馈，负载电流逐渐减小，到 t_2 时刻降为零，之后 i_0 才反向并逐渐增大。T_2、T_3 断开，T_1、T_4 闭合时的情况类似。上面是 $T_1 \sim T_4$ 均为理想开关时的分析，实际电路的工作过程要复杂一些。

9.2 电压型逆变电路

逆变电路根据直流侧电源性质的不同可分为两种：直流侧是电压源的称为电压型逆变电路；直流侧是电流源的称为电流型逆变电路。本节先介绍电压型逆变电路的基本构成、工作原理和特性。

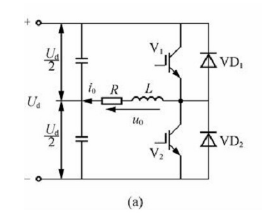
9.2.1 单相电压型逆变电路

1. 半桥逆变电路

半桥逆变电路原理图如图 9.3（a）所示，它有两个桥臂，每个桥臂由一个可控器件和一个反并联二极管组成。在直流侧接有两个相互串联的足够大的电容，两个电容的连接点便成为直流电源的中点。负载连接在直流电源中点和两个桥臂连接点之间。

设开关器件 V_1 和 V_2 的栅极信号在一个周期内各有半周正偏，半周反偏，且二者互





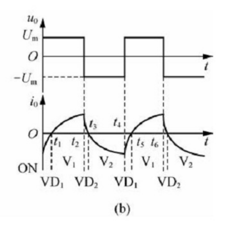


图 9.3　单相半桥电压型逆变电路及其工作波形

补。当负载为感性时，其工作波形如图 9.3（b）所示。输出电压 u_0 为矩形波，其幅值为 $U_m = U_d/2$ 。输出电流 i_0 波形随负载情况而异。设 t_2 时刻以前 V_1 为通态，V_2 为断态。t_2 时刻给 V_1 关断信号，给 V_2 开通信号，则 V_1 关断，但感性负载中的电流 i_0 不能立即改变方向，于是 VD_2 导通续流。当 t_3 时刻 i_0 降为零时，VD_2 截止，V_2 开通，i_0 开始反向。同样，在 t_4 时刻给 V_2 关断信号，给 V_1 开通信号后，V_2 关断，VD_1 先导通续流，t_5 时刻 V_1 才开通。各段时间内导通器件的名称标于图 9.3（b）的下部。

当 V_1 或 V_2 为通态时，负载电流和电压同方向，直流侧向负载提供能量；而当 VD_1 或 VD_2 为通态时，负载电流和电压反向，负载电感中储存的能量向直流侧反馈，即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。反馈回的能量暂时储存在直流侧电容器中，直流侧电容器起着缓冲这种无功能量的作用。因为二极管 VD_1、VD_2 是负载向直流侧反馈能量的通道，故称为反馈二极管；又因为 VD_1、VD_2 起着使负载电流连续的作用，因此又称为续流二极管。

当可控器件是不具有门极可关断能力的晶闸管时，必须附加强迫换流电路才能正常工作。

半桥逆变电路的优点是简单，使用器件少；其缺点是输出交流电压的幅值 U_m 仅为 $U_d/2$ ，且直流侧需要两个电容器串联，工作时还要控制两个电容器电压的均衡。因此，半桥电路常用于几千瓦以下的小功率逆变电源。

以下讲述的单相全桥逆变电路、三相桥式逆变电路都可看成由若干个半桥逆变电路组合而成，因此，正确分析半桥电路的工作原理很有意义。

2. 全桥逆变电路

电压型全桥逆变电路的原理图如图 9.4（a）所示，它共有 4 个桥臂，可以看成由两个半桥电路组合而成。把桥臂 1 和 4 作为一对，桥臂 2 和 3 作为另一对，成对的两个桥臂同时导通，两对交替各导通 180°。其输出电压 u_0 的波形和图 9.3（b）的半桥电路的波形 u_0 形状相同，也是矩形波，但其幅值高出一倍，$U_m = U_d$ 。在直流电压和负载都相同的情况下，其输出电流 i_0 的波形当然也和图 9.3（b）中的 i_0 形状相同，仅幅值增加一倍。图 9.3 中的 VD_1、V_1、VD_2、V_2 相继导通的区间，分别对应于图 9.4 中的 VD_1 和 VD_4、V_1 和



V_4、VD_2 和 VD_3、V_2 和 V_3 相继导通的区间。关于无功能量的交换，对于半桥逆变电路的分析也完全适用于全桥逆变电路。

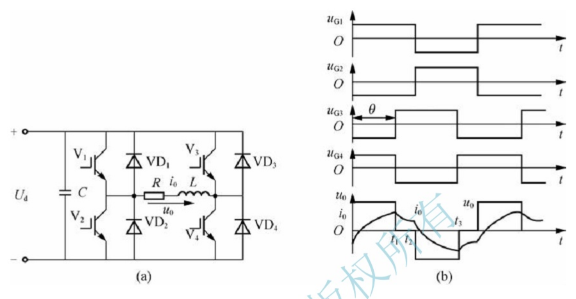


图 9.4　单相全桥逆变电路及移相调压方式

全桥逆变电路是单相逆变电路中应用最多的。下面对其电压波形进行定量分析。把幅值为 U_d 的矩形波 u_0 展开成傅里叶级数得

$$u_0 = \frac{4U_d}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \cdots\right) \tag{9-1}$$

其中，基波的幅值 U_{01m} 和基波的有效值 U_{01} 分别为

$$U_{01m} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d \tag{9-2}$$

$$U_{01} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = 0.9U_d \tag{9-3}$$

上述公式对于半桥逆变电路也是适用的，只是式中的 U_d 要换成 $U_d/2$ 。

前面分析的都是 u_0 为正负电压各位 180°的脉冲时的情况。在这种情况下，要改变输出交流电压的有效值只能通过改变直流电压 U_d 来实现。

在阻感负载时，还可以采用移相的方式来调节逆变电路的输出电压，这种方式称为移相调压。移相调压实际上就是调节输出电压脉冲的宽度。在图 9.4（a）中，各 IGBT 的栅极信号仍为 180°正偏，180°反偏，并且 V_1 和 V_2 的栅极信号互补，V_3 和 V_4 的栅极信号互补，但 V_3 的基极信号不是比 V_1 落后 180°，而是只落后 θ（$0° < \theta < 180°$）。也就是说，V_3 和 V_4 的栅极信号不是分别和 V_2 和 V_1 的栅极信号同相位，而是前移了 $180° - \theta$ 。这样，输出电压 u_0 就不再是正负各为 180°的脉冲，而是正负各为 θ 的脉冲，各 IGBT 的栅极信号 $u_{G1} \sim u_{G4}$ 及输出电压 u_0 、输出电流 i_0 的波形如图 9.4（b）所示。下面对其工作过程进行具体分析。

设在 t_1 时刻前 V_1 和 V_4 导通，输出电压 u_0 为 U_d ，t_1 时刻 V_3 和 V_4 栅极信号反向，V_4 截止，而因负载电感中的电流 i_0 不能突变，V_3 不能立刻导通，VD_3 导通续流。因为 V_1 和



VD_3 同时导通，所以输出电压为零。到 t_2 时刻 V_1 和 V_2 栅极信号反向，V_1 截止，而 V_2 不能立刻导通，VD_2 导通续流，和 VD_3 构成电流通道，输出电压为 $-U_d$ 。到负载电流过零并开始反向时，VD_2 和 VD_3 截止，V_2 和 V_3 开始导通，u_0 仍为 $-U_d$ 。t_3 时刻 V_3 和 V_4 栅极信号再次反向，V_3 截止，而 V_4 不能立刻导通，VD_4 导通续流，u_0 再次为零。以后的过程和前面类似。这样，输出电压 u_0 的正负脉冲宽度就各为 θ ，就可以调节输出电压。

在纯电阻负载时，采用上述移相方法也可以得到相同的结果，只是 VD_1～VD_4 不再导通，不起续流作用。在 u_0 为零的期间，4 个桥臂均不导通，负载也没有电流。

显然，上述移相调压方式并不适用于半桥逆变电路。不过在纯电阻负载时，仍可采用改变正负脉冲宽度的方法来调节半桥逆变电路的输出电压。这时，上下两桥臂的栅极信号不再是各 180°正偏、180°反偏并且互补，而是正偏的宽度为 θ 、反偏的宽度为 $180° - \theta$ ，二者相位差为 180°。这时输出电压 u_0 也是正负脉冲的宽度各为 θ 。

综上所述，可总结电压型逆变电路的主要特点如下。

（1）直流侧为电压源，或并联有大电容，相当于电压源。直流侧电压基本无脉动，直流回路呈现低阻抗。

（2）由于直流电压源的钳位作用，交流侧输出电压波形为矩形波，并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电流波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同。

（3）当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率，直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变桥各臂都并联了反馈二极管。

下面讨论三相电压型逆变电路。

9.2.2　三相电压型逆变电路

用 3 个单相逆变电路可以组合成一个三相逆变电路。但在三相逆变电路中，应用最广的还是三相桥式逆变电路。采用 IGBT 作为开关器件的三相电压型桥式逆变电路如图 9.5 所示，可以看成由 3 个半桥逆变电路组成。

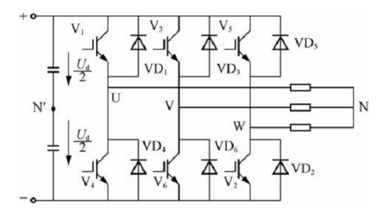


图 9.5　三相电压型桥式逆变电路

图 9.5 所示电路的直流侧通常只有一个电容器就可以了，但为了分析方便，画作串联的两个电容器并标出假想中点 N′和单相半桥、全桥逆变电路相同，三相电压型桥式逆变电路的基本工作方式也是 180°导电方式，即每个桥臂的导电角度为 180°，同一相（即同一

半桥）上下两个臂交替导电，各相开始导电的角度依此相差120°。这样，在任一瞬间，将有3个桥臂同时导通。可能是上面一个臂下面两个臂，也可能是上面两个臂下面一个臂同时导通。因为每次换流都是在同一相上下两个桥臂之间进行，因此也被称为纵向换流。

下面来分析三相电压型桥式逆变电路的工作波形。对于U相输出来说，当桥臂1导通时，$u_{UN'}=U_d/2$，当桥臂4导通时，$u_{UN'}=-U_d/2$。因此，$u_{UN'}$的波形是幅值为$U_d/2$的矩形波。V、W两相的情况和U相类似，$u_{VN'}$、$u_{WN'}$的波形形状和$u_{UN'}$相同，只是相位依次差120°。$u_{UN'}$、$u_{VN'}$、$u_{WN'}$的波形如图9.6（a）、图9.6（b）和图9.6（c）所示。

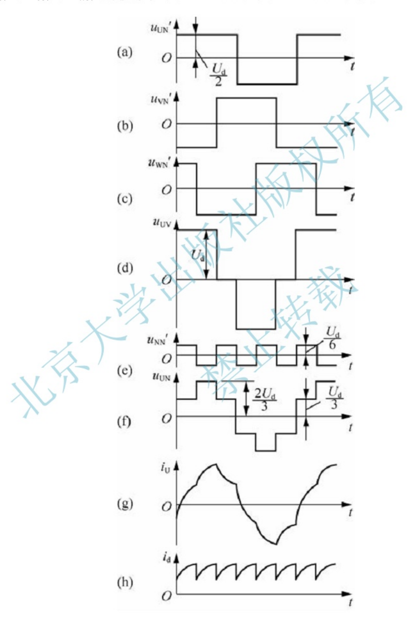


图9.6　三相电压型桥式逆变电路的工作波形

负载线电压u_{UV}、u_{VW}、u_{WU}可由下式求出

$$\left.\begin{aligned}u_{UV}&=u_{UN'}-u_{VN'}\\u_{VW}&=u_{VN'}-u_{WN'}\\u_{WU}&=u_{WN'}-u_{UN'}\end{aligned}\right\}\tag{9-4}$$



图 9.6（d）所示是依照上式画出的 u_{UV} 波形。

设负载中点 N 与直流电源假想中点 N′之间的电压为 $u_{NN'}$，则负载各相的相电压分别为

$$\left.\begin{aligned} u_{UN} &= u_{UN'} - u_{NN'} \\ u_{VN} &= u_{VN'} - u_{NN'} \\ u_{WN} &= u_{WN'} - u_{NN'} \end{aligned}\right\} \tag{9-5}$$

把上面各式相加并整理可求得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) - \frac{1}{3}(u_{UN} + u_{VN} + u_{WN}) \tag{9-6}$$

设负载为三相对称负载，则有 $u_{UN} + u_{VN} + u_{WN} = 0$，故可得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) \tag{9-7}$$

$u_{NN'}$ 的波形如图 9.6（e）所示，它也是矩形波，但其频率为 $u_{UN'}$ 频率的 3 倍，幅值为其 1/3，即为 $U_d/6$。

图 9.6（f）给出了利用式（9-5）和式（9-7）绘出的 u_{UN} 的波形，u_{VN}、u_{WN} 的波形形状和 u_{UN} 相同，仅相位依次相差 120°。

当负载参数已知时，可以由 u_{UN} 的波形求出 U 相电流 i_U 的波形。负载的阻抗角 φ 不同，i_U 的波形形状和相位都有所不同。图 9.6（g）给出的阻感负载下 $\varphi < \pi/3$ 时 i_U 的波形。桥臂 1 和桥臂 4 之间的换流过程和半桥电路相似。上桥臂 1 中的 V_1 从通态转换到断态时，因负载电感中的电流不能突变，下桥臂 4 中的 VD_4 先导通续流，待负载电流降到零，桥臂 4 中电流反向时，V_4 才开始导通。负载阻抗角 φ 越大，VD_4 导通时间就越长。$i_{UN'} > 0$ 即为桥臂 1 导电的区间，其中 $i_U < 0$ 时为 VD_1 导通，$i_U > 0$ 时为 V_1 导通；$i_{UN'} < 0$ 即为桥臂 4 导电的区间，其中 $i_U > 0$ 时为 VD_4 导通，$i_U < 0$ 时为 V_4 导通。

i_V、i_W 的波形和 i_U 形状相同，相位依次相差 120°。把桥臂 1、3、5 的电流加起来，就可得到直流侧电流 i_d 的波形，如图 9.6（h）所示。可以看出，i_d 每隔 60°脉动一次，而直流侧电压是基本无脉动的，因此逆变器从交流侧向直流侧传送的功率是脉动的，而且脉动的情况和 i_d 脉动情况大体相同。这也是电压型逆变电路的一个特点。

下面对三相桥式逆变电路的输出电压进行定量分析。把输出线电压 u_{UV} 展开成傅里叶级数得

$$\begin{aligned} u_{UV} &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi}\left(\sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t - \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t - \cdots\right) \\ &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi}\left[\sin\omega t + \sum_{n} \frac{1}{n}(-1)^k \sin n\omega t\right] \end{aligned} \tag{9-8}$$

式中，$n = 6k \pm 1$，k 为自然数。

输出线电压有效值 U_{UV} 为

$$U_{UV} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_{UV}^2 \mathrm{d}\omega t} = 0.816U_d \tag{9-9}$$

基波幅值 U_{UV1m} 和基波有效值 U_{UV1} 分别为

$$U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} = 1.1U_d \tag{9-10}$$

$$U_{UV1} = \frac{U_{UV1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi}U_d = 0.78U_d \tag{9-11}$$

下面再来对负载相电压 u_{UN} 进行分析。把 u_{UN} 展开成傅里叶级数得

$$\begin{aligned} u_{UN} &= \frac{2U_d}{\pi}\left(\sin\omega t + \frac{1}{5}\sin5\omega t + \frac{1}{7}\sin7\omega t + \frac{1}{11}\sin11\omega t + \frac{1}{13}\sin13\omega t + \cdots\right) \\ &= \frac{2U_d}{\pi}\left[\sin\omega t + \sum_n \frac{1}{n}\sin n\omega t\right] \end{aligned} \tag{9-12}$$

式中，$n = 6k \pm 1$，k 为自然数。

负载相电压有效值 U_{UN} 为

$$U_{UN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_{UN}^2 \mathrm{d}\,\omega t} = 0.471U_d \tag{9-13}$$

基波幅值 U_{UN1m} 和基波有效值 U_{UN1} 分别为

$$U_{UN1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.637U_d \tag{9-14}$$

$$U_{UN1} = \frac{U_{UN1m}}{\sqrt{2}} = 0.45U_d \tag{9-15}$$

在上述 180°导电方式逆变器中，为了防止同一相上下两桥臂的开关器件同时导通而引起直流侧电源的短路，要采取“先断后通”的方法。即先给应关断的器件关断信号，待其关断后留一定的时间裕量，再给应导通的器件发出开通信号，即在两者之间留一个短暂的死区时间。死区时间的长短要视器件的开关速度而定，器件的开关速度越快，所留的死区时间就可以越短。这一“先断后通”的方法对于工作在上下桥臂通断互补方式下的其他电路也是适用的。显然，前述的单相半桥和全桥逆变电路也必须采取这一方法。

【例 9-1】　三相桥式电压型逆变电路，180°导电方式，$U_d = 200\text{V}$。试求输出相电压的基波幅值 U_{UN1m} 和有效值 U_{UN1}、输出线电压的基波幅值 U_{UV1m} 和有效值 U_{UV1}、输出线电压中 7 次谐波的有效值 U_{UV7}。

解：$U_{UN1} = \dfrac{U_{UN1m}}{\sqrt{2}} = 0.45U_d = 0.45 \times 200\text{V} = 90\text{V}$

$$U_{UN1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.637U_d = 0.637 \times 200\text{V} = 127.4\text{V}$$

$$U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} = 1.1U_d = 1.1 \times 200\text{V} = 220\text{V}$$

$$U_{UV1} = \frac{U_{UV1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi}U_d = 0.78 \times 200\text{V} = 156\text{V}$$

$$U_{UV7} = \frac{U_{UV1}}{7} = \frac{\sqrt{6}}{7\pi}U_d = 0.11 \times 200\text{V} = 22\text{V}$$

9.3　电流型逆变电路

如前所述，直流电源为电流源的逆变电路称为电流型逆变电路。实际上理想直流电流源并不多见，一般是在逆变电路直流侧串联一个大电感，因为大电感中的电流脉动很小，因此可近似看成直流电流源。

下面仍分单相逆变电路和三相逆变电路来介绍。和介绍电压型逆变电路有所不同，前面所列举的各种电压型逆变电路都采用全控型器件。而在电流型逆变电路中，采用半控型器件的电路仍应用较多。因此，在学习下面的各种电流型逆变电路时，以半控型器件介绍，另外应对电路的换流方式予以充分的注意。

9.3.1　单相电流型逆变电路

图 9.7 所示为一种单相桥式电流型逆变电路的原理图。电路由 4 个桥臂构成，每个桥臂的晶闸管各串联一个电抗器 L_T 。L_T 用来限制晶闸管开通时的 di/dt ，各桥臂的 L_T 之间不存在互感。使桥臂 1、4 和桥臂 2、3 以 1000～2500Hz 的中频轮流导通，就可以在负载上得到中频交流电。

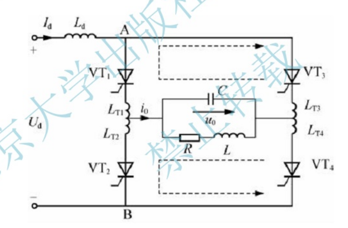


图 9.7　单相桥式电流型（并联谐振式）逆变电路

该电路是采用负载换相方式工作的，要求负载电流略超前于负载电压，即负载略呈容性。实际负载一般是电磁感应线圈，用来加热置于线圈内的钢料。图 9.7 中 R 和 L 串联即为感应线圈的等效电路。因为功率因数很低，故并联补偿电容器 C 。电容 C 和 L 、R 构成并联谐振电路，故这种逆变电路也被称为并联谐振式逆变电路。负载换流方式要求负载电流超前于电压，因此补偿电容应使负载过补偿，使负载电路总体上工作在容性，并略失谐的情况下。

因为是电流型逆变电路，故其交流输出电流波形接近矩形波，其中包含基波和各奇次谐波，且谐波幅值远小于基波。因基波频率接近负载电路谐振频率，故负载电路对基波呈现高阻抗，而对谐波呈现低阻抗，谐波在负载电路上产生的压降很小，因此负载电压的波形接近正弦波。

图 9.8 所示为该逆变电路的工作波形。在交流电流的一个周期内，有两个稳定导通阶段和两个换流阶段。

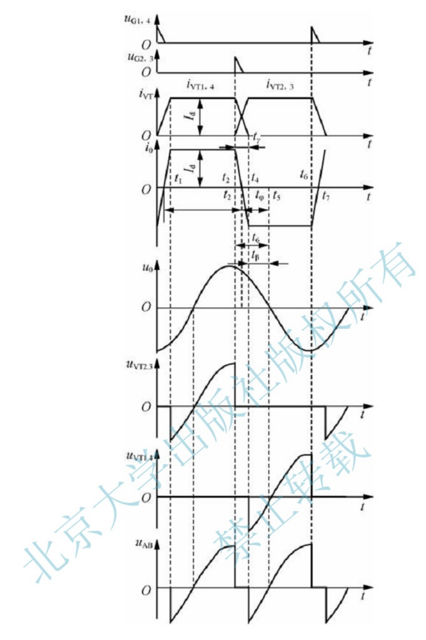


图 9.8 并联谐振式逆变电路工作波形

$t_1 \sim t_2$ 之间为晶闸管 VT_1 和 VT_4 稳定导通阶段，负载电流 $i_0 = I_d$，近似为恒值，t_2 时刻之前在电容 C 上，即负载上建立了左正右负的电压。

在 t_2 时刻触发晶闸管 VT_2 和 VT_3，因在 t_2 前 VT_2 和 VT_3 的阳极电压等于负载电压，为正值，故 VT_2 和 VT_3 导通，开始进入换流阶段。由于每个晶闸管都串有换流电抗器 L_T，故 VT_1 和 VT_4 在 t_2 时刻不能立刻关断，其电流有一个减小过程。同样，VT_2 和 VT_3 的电流也有一个增大过程。t_2 时刻后，4 个晶闸管全部导通，负载电容电压经两个并联的放电回路同时放电。其中一个回路是经 L_{T1}、VT_1、VT_3、L_{T3} 回到电容 C；另一个回路是经 L_{T2}、VT_2、VT_4、L_{T4} 回到电容 C，如图 9.7 中虚线所示。在这个过程中，VT_1、VT_4 电流逐渐减小，VT_2、VT_3 电流逐渐增大。当 $t = t_4$ 时，VT_1、VT_4 电流减至零而关断，直流侧电流 I_d 全部从 VT_1、VT_4 转移到 VT_2、VT_3，换流阶段结束。$t_4 - t_2 = t_\gamma$ 称为



换流时间。因为负载电流 $i_0=i_{VT1}-i_{VT2}$，所以 i_0 在 t_3 时刻，即 $i_{VT1}=i_{VT2}$ 时刻过零，t_3 时刻大体位于 t_2 和 t_4 的中点。

晶闸管在电流减小到零后，尚需一段时间才能恢复正向阻断能力。因此，在 t_4 时刻换流结束后，还要使 VT_1、VT_4 承受一段反压时间 t_β 才能保证其可靠关断。$t_\beta=t_5-t_4$ 应大于晶闸管的关断时间 t_q。如果 VT_1、VT_4 尚未恢复阻断能力就被加上正向电压，将会重新导通，使逆变失败。

为了保证可靠换流，应在负载电压 u_0 过零前 $t_\delta=t_5-t_2$ 时刻去触发 VT_2、VT_3。t_δ 称为触发引前时间，从图 9.8 可得

$$t_\delta=t_\gamma+t_\beta \tag{9-16}$$

从图 9.8 还可以看出，负载电流 i_0 超前于负载电压 u_0 的时间 t_φ 为

$$t_\varphi=\frac{t_\gamma}{2}+t_\beta \tag{9-17}$$

把 t_φ 表示为电角度 φ（弧度）可得

$$\varphi=\omega\left(\frac{t_\gamma}{2}+t_\beta\right)=\frac{\gamma}{2}+\beta \tag{9-18}$$

式中，ω 为电路工作角频率；γ、β 分别是 t_γ、t_β 对应的电角度。φ 也就是负载的功率因数角。

图 9.8 中 $t_4\sim t_6$ 之间是 VT_2、VT_3 的稳定导通阶段。t_6 以后又进入从 VT_2、VT_3 导通向 VT_1、VT_4 导通的换流阶段，其过程和前面的分析类似。

晶闸管的触发脉冲 $u_{G1}\sim u_{G4}$、晶闸管承受的电压 $u_{VT1}\sim u_{VT4}$ 及 A、B 间的电压 u_{AB} 也都示于图 9.8 中。在换流过程中，上下桥臂的 L_T 上的电压极性相反，如果不考虑晶闸管压降，则 $u_{AB}=0$。可以看出，u_{AB} 的脉动频率为交流输电压频率的两倍。在 u_{AB} 为负的部分，逆变电路从直流电源吸收的能量为负，即补偿电容 C 的能量向直流电源反馈。这实际上反映了负载和直流电源之间无功能量的交换。在直流侧，L_d 起到缓冲这种无功能量的作用。

如果忽略换流过程，i_0 可近似看成矩形波，展开成傅里叶级数可得

$$i_0=\frac{4I_d}{\pi}\left(\sin\omega t+\frac{1}{3}\sin3\omega t+\frac{1}{5}\sin5\omega t+\cdots\right) \tag{9-19}$$

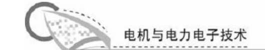
其基波电流有效值 I_{01} 为

$$I_{01}=\frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi}=0.9I_d \tag{9-20}$$

下面再来看负载电压有效值 U_0 和直流电压 U_d 的关系。如果忽略电抗器 L_d 的损耗，则 u_{AB} 的平均值应等于 U_d。再忽略晶闸管压降，则从图 9.8 的 u_{AB} 波形可得

$$\begin{aligned}U_d&=\frac{1}{\pi}\int_{-\beta}^{\pi-(\gamma+\beta)}u_{AB}\,d\omega t=\frac{1}{\pi}\int_{-\beta}^{\pi-(\gamma+\beta)}\sqrt{2}U_0\sin\omega t\,d\omega t\\&=\frac{2\sqrt{2}U_0}{\pi}[\cos(\beta+\gamma)+\cos\beta]=\frac{2\sqrt{2}U_0}{\pi}\cos\left(\beta+\frac{\gamma}{2}\right)\cos\frac{\gamma}{2}\end{aligned}$$

一般情况下 γ 值较小，可近似认为 $\cos\frac{\gamma}{2}\approx1$，再考虑到式（9-18）可得



$$U_{\mathrm{d}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_0\cos\varphi$$

或

$$U_{\mathrm{d}} = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2}\cos\varphi} = 1.1\frac{U_{\mathrm{d}}}{\cos\varphi} \tag{9-21}$$

在上述讨论中，为简化分析，认为负载参数不变，逆变电路的工作频率也是固定的。实际上在中频加热和钢料熔化过程中，感应线圈的参数是随时间而变化的，固定的工作频率无法保证晶闸管的反压时间 t_β 大于关断时间 t_{q} ，可能导致逆变失败。为了保证电路正常工作，必须使工作频率能适应负载的变化而自动调整。这种控制方式称为自励方式，即逆变电路的触发信号取自负载端，其工作频率受负载谐振频率的控制而比后者高一个适当的值。与自励式相对应，固定工作频率的控制方式称为他励方式。自励方式存在着起动的问题，因为在系统未投入运行时，负载端没有输出，无法取出信号。解决这一问题的方法之一是先用他励方式，系统开始工作后再转入自励方式；另一种方法是附加预充电起动电路，即预先给电容器充电，起动时将电容能量释放到负载上，形成衰减振荡，检测出振荡信号实现自励。

综上所述，可总结电流型逆变电路的主要特点如下。

(1) 直流侧串联大电感，相当于电流源。直流侧电流基本无脉动，直流回路呈现高阻抗。

(2) 电路中开关器件的作用仅是改变直流电流的流通路径，因此交流侧输出电流为矩形波，并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电压波形和相位则因负载阻抗情况的不同而不同。

(3) 当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率，直流侧电感起缓冲无功能量的作用。因为反馈无功能量时直流电流并不反向，因此不必像电压型逆变电路那样要给开关器件反并联二极管。

9.3.2 三相电流型逆变电路

图 9.9 所示为典型的电流型三相桥式逆变电路，这种电路的基本工作方式是 120°导电方式。即每个臂一周期内导电 120°，按 VT_1 到 VT_6 的顺序每隔 60°依次导通。这样，每个时刻上桥臂组的 3 个臂和下桥臂组的 3 个臂都各有一个臂导通。换流时，是在上桥臂组或下桥臂组的组内依次换流，为横向换流。

像画电压型逆变电路波形时先画电压波形一样，画电流型逆变电路波形时，总是先画电流波形。因为输出交流电流波形和负载性质无关，是正负脉冲宽度各为 120°的矩形波。图 9.10 给出了逆变电路的三相输出交流电流波形及线电压 u_{UV} 的波形。输出电流波形和三相桥式可控整流电路在大电感负载下的交流输入电流波形形状相同。因此，它们的谐波分析表达式也相同。输出线电压波形和负载性质有关，图 9.10 中给出的波形大体为正弦波，但叠加了一些脉冲，这是由逆变器中的换流过程而产生的。

输出交流电流的基波有效值 I_{U1} 和直流电流 I_{d} 的关系为



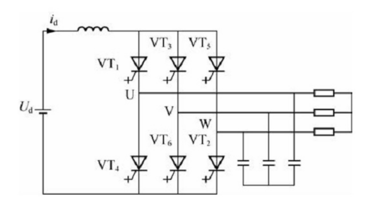


图 9.9　电流型三相桥式逆变电路

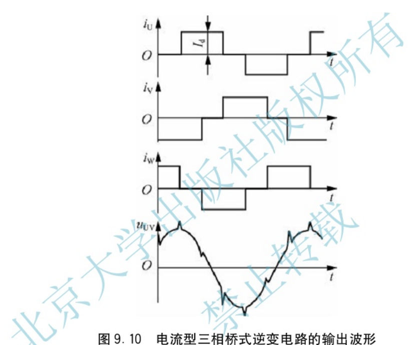


图 9.10　电流型三相桥式逆变电路的输出波形

$$I_{U1}=\frac{\sqrt{6}}{\pi}I_d=0.78I_d \tag{9-22}$$

和电压型三相桥式逆变电路中求输出线电压有效值的式（9－11）相比，因两者波形形状相同，所以两个公式的系数相同。

随着全控型器件的不断进步，晶闸管逆变电路的应用已越来越少，但图 9.11 所示的串联二极管式晶闸管逆变电路仍应用较多。这种电路主要用于大中功率交流电动机调速系统。

可以看出，这是一个电流型三相桥式逆变电路，因为各桥臂的晶闸管和二极管串联使用而得名。电路仍为前述的 120°导电工作方式，输出波形和图 9.10 所示的波形大体相同。连接于各桥臂之间的电容 $C_1 \sim C_6$ 为换流期间的辅助电容。下面对其换流过程进行分析。

设逆变电路已进入稳定工作状态，换流电容已充上电压。电容所充电压的规律：对于共阳极晶闸管来说，电容器与导通晶闸管相连接的一端极性为正，另一端为负，不与导通晶闸管相连接的另一个电容器电压为零；共阴极晶闸管与共阳极晶闸管情况类似，只是电

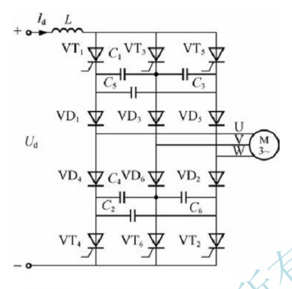


图 9.11 串联二极管式晶闸管逆变电路

容电压极性相反。在分析换流过程时，常用到等效换流电容的概念。例如，在分析从晶闸管 VT_1 向 VT_3 换流时，换流电容 C_{13} 就是 C_3 与 C_5 串联后再与 C_1 并联的等效电容。设 C_1～C_6 的电容量均为 C，则 $C_{13}=3C/2$。

下面分析从 VT_1 向 VT_3 换流的过程。假设换流前 VT_1 和 VT_2 导通，C_{13} 电压 U_{C0} 左正右负，如图 9.12 (a) 所示。换流过程可分为恒流放电和二极管换流两个阶段。

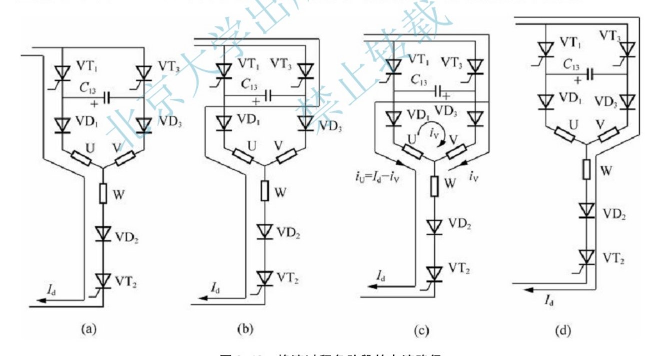


图 9.12 换流过程各阶段的电流路径

在 t_1 时刻给 VT_3 以触发脉冲，由于 C_{13} 电压的作用，使 VT_3 导通，而 VT_1 被施以反向电压而关断。直流电流 I_d 从 VT_1 换到 VT_3 上，C_{13} 通过 VD_1、U 相负载、W 相负载、VD_2、VT_2、直流电源和 VT_3 放电，如图 9.12 (b) 所示。因放电电流恒为 I_d，故称恒流放电阶段。在 C_{13} 电压 u_{C13} 下降到零之前，VT_1 一直承受反压，只要反压时间大于晶闸管



关断时间 t_q，就能保证可靠关断。

设 t_2 时刻 u_{C13} 降到零，之后在U相负载电感的作用下，开始对 C_{13} 反向充电。如忽略负载中电阻的压降，则在 t_2 时刻 $u_{C13}=0$ 后，二极管 VD_3 受到正向偏置而开通，开始流过电流 i_V，而 VD_1 流过的充电电流为 $i_U=I_d-i_V$，两个二极管同时导通，进入二极管换流阶段，如图9.12（c）所示。随着 C_{13} 充电电压不断提高，充电电流逐渐减小，i_V 逐渐增大，到 t_3 时刻充电电流 i_U 减到零，$i_V=I_d$，VD_1 承受反压而关断，二极管换流阶段结束。

t_3 时刻以后，进入 VT_2、VT_3 稳定导通阶段，电流路径如图9.12（d）所示。

如果负载为交流电动机，则在 t_2 时刻 u_{C13} 降至零时，如电动机反电动势 $e_{VU}>0$，则 VD_3 仍承受反向电压而不能导通。直到 u_{C13} 升高到与 e_{VU} 相等后，VD_3 才承受正向电压而导通，进入 VD_3 和 VD_1 同时导通的二极管换流阶段。此后的过程与前面分析的完全相同。

图9.13给出了电感负载时 u_{C13}、i_U 和 i_V 的波形。图中还给出了各换流电容电压 u_{C1}、u_{C3} 和 u_{C5} 的波形。u_{C1} 的波形当然和 u_{C13} 完全相同，在换流过程，u_{C1} 从 U_{C0} 降为 $-U_{C0}$。C_3 和 C_5 是串联后再和 C_1 并联的，因它们的充放电电流均为 C_1 的一半，故换相过程电压变化的幅度也是 C_1 的一半。在换流过程中，u_{C3} 从零变到 $-U_{C0}$，u_{C5} 从 U_{C0} 变到零。这些电压恰好符合相隔120°后从 VT_3 到 VT_5 换流时的要求，为下次换流准备好了条件。

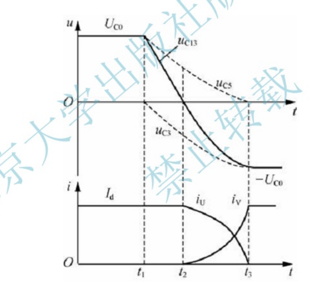


图9.13　串联二极管式晶闸管逆变电路换流过程波形

用电流型三相桥式逆变器还可以驱动同步电动机，利用滞后于电流相位的反电动势可以实现换流。因为同步电动机是逆变器的负载，因此这种换流方式也属于负载换流。

用逆变器驱动同步电动机时，其工作特性和调速方式都和直流电动机相似，但没有换向器，因此被称为无换向器电动机。

图9.14所示是无换向器电动机的基本电路，由三相可控整流电路为逆变电路提供直流电源。逆变电路采用120°导电方式，利用电动机反电动势实现换流。例如，从 VT_1 向 VT_3 换流时，因V相电压高于U相，VT_3 导通时 VT_1 就被关断，这和有源逆变电路的工作情况十分相似。图9.14中BQ是转子位置检测器，用来检测磁极位置以决定什么时候给哪个晶闸管发出触发脉冲。图9.15给出了在电动状态下电路的工作波形。

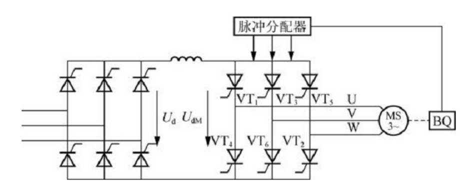


图 9.14　无换向器电动机的基本电路

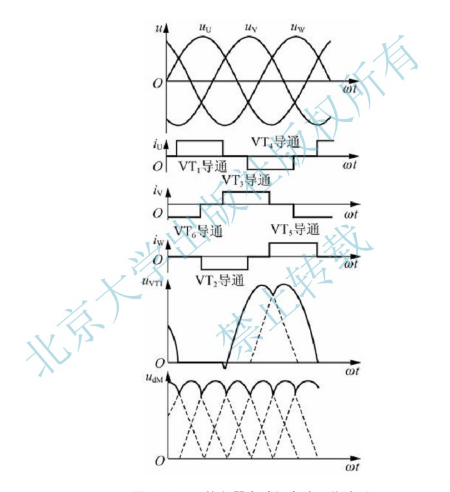


图 9.15　无换向器电动机电路工作波形

9.4　多重和多电平逆变电路

在本章所介绍的逆变电路中，对电压型电路来说，输出电压是矩形波；对电流型电路来说，输出电流是矩形波。矩形波中含有较多的谐波，对负载会产生不利影响。为了减少矩形波中所含的谐波，常常采用多重逆变电路把几个矩形波组合起来，使之成为接近正弦波的波形。也可以改变电路结构，构成多电平逆变电路，它能够输出较多的电平，从而使输出电压向正弦波靠近。下面就这两类电路分别加以介绍。

9.4.1 多重逆变电路

多重化的概念读者并不陌生，第 8 章讲述的 12 脉波整流电路由两个三相桥式整流电路构成，是二重整流电路。通过二重化，使交流输入电流的 5、7、17、19 等次谐波被消除，直流电压中的 6、18 等次谐波也被消除，输入输出特性均明显改善。

电压型逆变电路和电流型逆变电路都可以实现多重化。下面以电压型逆变电路为例说明逆变电路多重化的基本原理。

图 9.16 所示是单相电压型二重逆变电路原理图，它由两个单相全桥逆变电路组成，二者输出通过变压器 T_1 和 T_2 串联起来，图 9.17 所示是其电路的输出波形。两个单相逆变电路的输出电压 u_1 和 u_2 都是导通 180°的矩形波，其中包含所有的奇次谐波。现在只考查其中的 3 次谐波。如图 9.17 所示，把两个单相逆变电路导通的相位错开 $\varphi=60°$，则对于 u_1 和 u_2 中的 3 次谐波来说，它们就错开了 $3\times60°=180°$。通过变压器串联合成后，两者中所含 3 次谐波互相抵消，所得到的总输出电压中就不含 3 次谐波。从图 9.17 可以看出，u_0 的波形是导通 120°的矩形波，和三相桥式逆变电路 180°导通方式下的线电压输出波形相同。其中，只含 $6k\pm1(k=1,2,3,\cdots)$ 次谐波，$3k(k=1,2,3,\cdots)$ 次谐波都被抵消了。

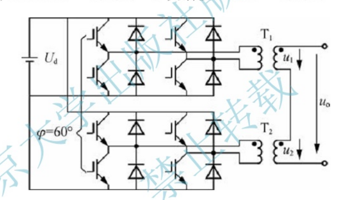


图 9.16 单相电压型二重逆变电路

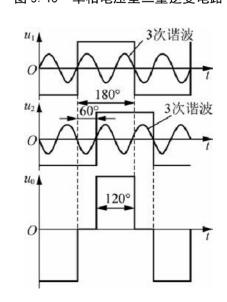


图 9.17 二重逆变电路的工作波形





像上面这样，把若干个逆变电路的输出按一定的相位差组合起来，使它们所含的某些主要谐波分量相互抵消，就可以得到较为接近正弦波的波形。

从电路输出的合成方式来看，多重逆变电路有串联多重和并联多重两种方式。串联多重是把几个逆变电路的输出串联起来，电压型逆变电路多用串联多重方式；并联多重是把几个逆变电路的输出并联起来，电流型逆变电路多用并联多重方式。

下面介绍三相电压型二重逆变电路的工作原理。图 9.18 给出了电路的基本构成。该电路由两个三相桥式逆变电路构成，其输入直流电源公用，输出电压通过变压器 T_1 和 T_2 串联合成。两个逆变电路均为 180°导通方式，这样它们各自的输出线电压都是 120°矩形波。工作时，使逆变桥Ⅱ的相位比逆变桥Ⅰ滞后 30°。变压器 T_1 和 T_2 在同一水平上画的绕组是绕在同一铁心柱上的。T_1 为 D/Y 联结，线电压比为 $1:\sqrt{3}$（一次和二次绕组匝数相等）。变压器 T_2 一次侧也是三角形联结，但二次侧有两个绕组，采用曲折星形联结，即一相的绕组和另一相的绕组串联而构成星形，同时使其二次电压相对于一次电压而言，比 T_1 的接法超前 30°，以抵消逆变桥Ⅱ比逆变桥Ⅰ滞后的 30°。这样，u_{U2} 和 u_{U1} 的基波相位就相同了。如果 T_2 和 T_1 一次绕组匝数相同，为了使 u_{U2} 和 u_{U1} 基波幅值相同，T_2 和 T_1 二次绕组的匝比就应为 $1/\sqrt{3}$。T_1、T_2 二次侧基波电压合成情况的向量图如图 9.19 所示。图中 U_{A1}、U_{A21}、U_{B22} 分别是变压器绕组 A_1、A_{21}、B_{22} 上的基波电压相量。图 9.20 给出了 $u_{U1}(u_{A1})$、u_{A21}、$-u_{B22}$、u_{U2} 和 u_{UN} 的波形图。可以看出，u_{UN} 比 u_{U1} 接近正弦波。

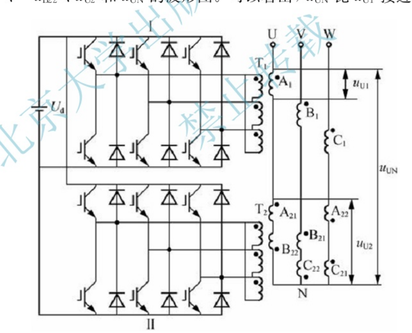


图 9.18　三相电压型二重逆变电路

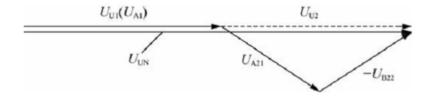


图 9.19　二次侧基波电压合成相量图



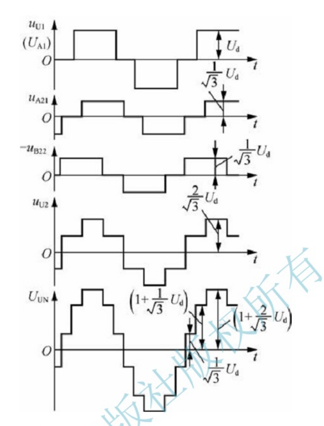


图 9.20　三相电压型二重逆变电路波形图

把 u_{U1} 展开成傅里叶级数得

$$u_{\mathrm{U1}}=\frac{2\sqrt{3}U_{\mathrm{d}}}{\pi}\left[\sin\omega t+\frac{1}{n}\sum_{n}(-1)^{k}\sin n\omega t\right] \tag{9-23}$$

式中，$n=6k\pm1$，k 为自然数。u_{U1} 的基波分量有效值为

$$U_{\mathrm{U11}}=\frac{\sqrt{6}U_{\mathrm{d}}}{\pi}=0.78U_{\mathrm{d}} \tag{9-24}$$

n 次谐波有效值为

$$U_{\mathrm{U1}n}=\frac{\sqrt{6}U_{\mathrm{d}}}{n\pi} \tag{9-25}$$

把由变压器合成后的输出相电压 u_{UN} 展开成傅里叶级数，可求得其基波电压有效值为

$$U_{\mathrm{UN1}}=\frac{2\sqrt{6}U_{\mathrm{d}}}{\pi}=1.56U_{\mathrm{d}} \tag{9-26}$$

其 n 次谐波有效值为

$$U_{\mathrm{UN}n}=\frac{2\sqrt{6}U_{\mathrm{d}}}{n\pi}=\frac{1}{n}U_{\mathrm{UN1}} \tag{9-27}$$

式中，$n=12k\pm1$，k 为自然数。在 u_{UN} 中已不含 5 次、7 次等谐波。

可以看出，该三相电压型二重逆变电路的直流侧电流每周脉动 12 次，称为 12 脉波逆变电路。一般来说，使 m 个三相桥式逆变电路的相位依次错开 $\pi/(3m)$ 运行，连同使它们输出电压合成并抵消上述相位差的变压器，就可以构成脉波数为 $6m$ 的逆变电路。

9.4.2　多电平逆变电路

先来回顾一下图 9.5 所示的三相电压型逆变电路和图 9.6 所示的该电路波形。以直流侧中点 N′为参考点，对于 U 相输出来说，桥臂 1 导通时，$u_{UN'}=U_d/2$，桥臂 4 导通时，$u_{UN'}=-U_d/2$。V、W 两相类似。可以看出，电路的输出相电压有 $U_d/2$ 和 $-U_d/2$ 两种电平。这种电路称为二电平逆变电路。

如果需要逆变器承受更高的电压，当然可以采用电压等级更高的 IGBT，或采用 IGBT 串联的方式，但 IGBT 的电压等级不可能太高（通常是 1200V，近年 1700V 的 IGBT 也较常见），IGBT 是高速器件，串联较困难，另外采用二电平电路时 di/dt 较高，波形不太理想，这时，可以采用多电平逆变电路。

如果能使逆变电路的相电压输出更多种电平，不但有可能承受更高的电压，也可以使其波形更接近正弦波。

目前，常用的多电平逆变电路有发明较早、使用较多的中点钳位型逆变电路，还有飞跨电容型逆变电路，以及单元串联多电平逆变电路。

飞跨电容型逆变电路由于要使用较多的电容，而且要控制电容上的电压，因此使用较少。图 9.21 给出了飞跨电容型三电平逆变电路原理图，如要构成更多电平的电路，则需要的电容数目会急剧增加。后面重点介绍使用较多的中点钳位型逆变电路和单元串联多电平逆变电路。

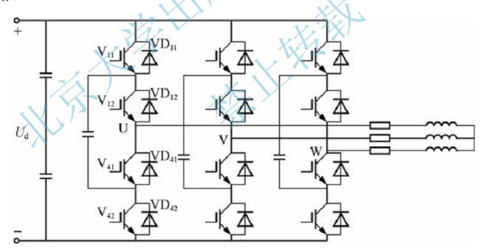


图 9.21　飞跨电容型三电平逆变电路

图 9.22 所示是一种中点钳位型三电平逆变电路，下面简要分析其工作原理。

该电路的每个桥臂由两个全控型器件构成，两个器件都反并联了二极管。一个桥臂的两个器件的中点通过钳位二极管和直流侧电容的中点相连接。例如，U 相的上下两桥臂分别通过钳位二极管 VD_1 和 VD_4 与 O′点相连接。

以 U 相为例，当 V_{11} 和 V_{12}（或 VD_{11} 和 VD_{12}）导通，V_{41} 和 V_{42} 关断时，U 点和 O′点间电位差为 $U_d/2$；当 V_{41} 和 V_{42}（或 VD_{41} 和 VD_{42}）导通，V_{11} 和 V_{12} 关断时，U 和 O′间电位差为 $-U_d/2$；当 V_{12} 或 V_{41} 导通，V_{11} 和 V_{42} 关断时，U 和 O′间电位差为零。实际上在最后一种情况下，V_{12} 和 V_{41} 不可能同时导通，哪一个管子导通取决于负载电流 i_U 的方向。



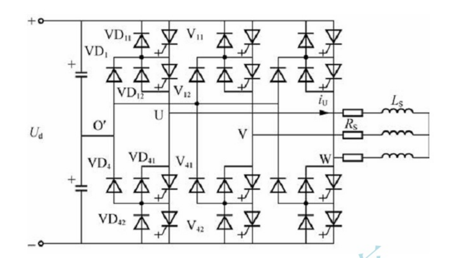


图 9.22　中点钳位型三电平逆变电路

按图 9.21 所规定的方向，$i_U>0$ 时，V_{12} 和钳位二极管 VD_1 导通；$i_U<0$ 时，V_{41} 和钳位二极管 VD_4 导通。即通过钳位二极管 VD_1 或 VD_4 的导通把 U 点电位钳位在 O′点电位上。

通过相电压之间的相减可得到线电压。两电平逆变电路的输出线电压共有 $\pm U_d$ 和零 3 种电平，而三电平逆变电路的输出线电压则有 $\pm U_d$、$\pm U_d/2$ 和零 5 种电平。因此，通过适当的控制，三电平逆变电路输出电压谐波可大大少于两电平逆变电路。这个结论不但适用于中点钳位型三电平逆变电路，也适用于其他三电平逆变电路。

中点钳位型三电平逆变电路还有一个突出的优点就是每个主开关器件关断时所承受的电压仅为直流侧电压的一半。这是该电路比两电平逆变电路更适合于高压大容量应用场合的原因。

用与三电平电路类似的方法，还可构成五电平（图 9.23）等更多电平的中点钳位型逆变电路。当然随着电平数的增加，所需钳位二极管的数目也急剧增加。

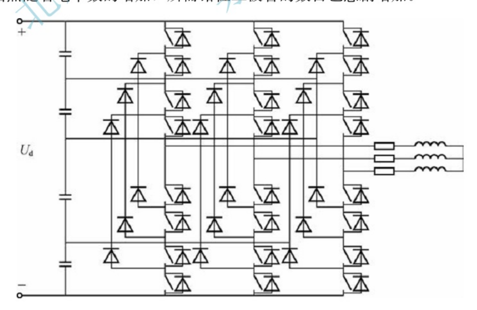


图 9.23　中点钳位型五电平逆变电路

采用单元串联的方法，也可以构成多电平电路，图 9.24 给出了三单元串联的多电平逆变电路原理图。其中的“单元”实际上就是本章前面介绍过的单相电压型全桥逆变电路(又称 H 桥电路)，图 9.25 给出了每个单元的电路图。可以看出，实际上单元串联的多电平逆变电路每一相是由多个单相电压型全桥逆变电路串联起来的串联多重单相逆变电路，通过多个单元输出电压的叠加产生总的输出电压，同时通过不同单元输出电压之间错开一定的相位减小总输出电压的谐波。与图 9.16 所示串联多重逆变电路的区别在于，这里每个全桥逆变电路都有一个独立的直流电源，因此输出电压的串联可以不用变压器。稍加分析可以看出，三单元串联的逆变电路相电压可以产生 $\pm 3U_d$ 、$\pm 2U_d$ 、$\pm U_d$ 和零 7 种电平。如果每相采用更多单元串联，则可以输出更高的电压，其波形也更接近正弦波。

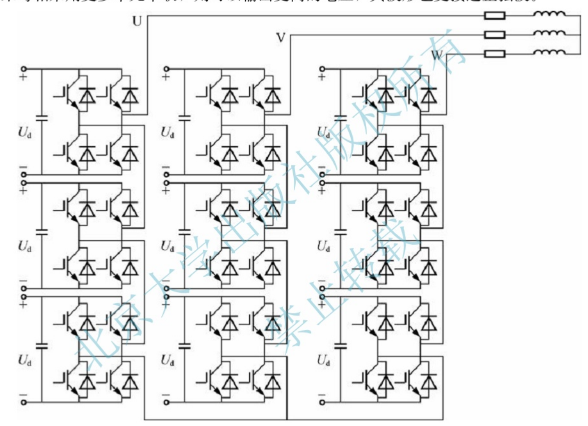


图 9.24　三单元串联多电平逆变电路原理图

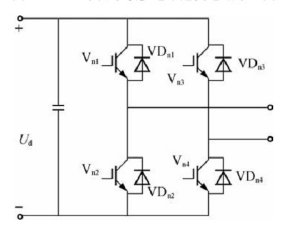


图 9.25　单元串联的基本功能单元电路图



单元串联多电平逆变装置的一个实际问题就是要给每个单元提供一个独立的直流电源，一般都是通过给每个单元加一个带输入变压器的整流电路实现的，这是对其应用不太有利的地方。不过，通过后面PWM整流电路的介绍可以知道，当逆变器的交流侧与电网相连时，可以控制逆变器工作在整流状态而使其直流电容从交流侧得到能量补充并维持直流电压恒定，因而可以不需要直流电源。

应该指出的是，目前大部分文献称单元串联结构为级联式。而“级联”的概念在电路、信号与系统等领域是指上一单元输出的能量（或信号）为下一单元的输入，因此“级联”的说法与单元串联结构不符。在电力系统中又常称单元串联多电平电路为“链式”，但没有说清是什么链。本书按其电路结构，称其为单元串联型或H桥串联型。

阅读材料：

逆变技术的未来

逆变器是通过半导体功率开关器件的开通和关断作用，把直流电能变换成交流电能的一种电力电子变换器。21世纪是能源开发、资源利用与环境保护互相协调发展的世纪，能源的优化利用与清洁能源的开发，是能源资源与环境可持续发展战略的重要组成部分。

具有世界三大能源之称的石油、天然气和煤等化石燃料将逐渐被耗尽，氢能源与再生能源将逐渐取代化石燃料而成为人类使用的主体能源，这种能源的变迁将迫使发电方式产生一次大变革，使用氢能源与再生能源的高效低污染电池发电方式将成为主体发电方式。由于这类发电方式下产生的是直流电，如当今较为成熟的光伏发电，而电力系统是以交流电形式传输电力，因此，逆变技术在新能源的开发和利用领域有着至关重要的地位。

SPWM（Sinusoida-PWM）正弦脉宽调制技术在逆变技术发展中至关重要。在逆变电路中采用SPWM控制技术，其输出的交流电将非常接近于标准的正弦波。它是1964年由A. Schonung和H. Stemmler把通信系统的调制技术应用到逆变器而产生的，由于当时开关器件的速度慢而未得到及时推广，直到后来由Bristol大学的S. R. Bowers等人于1975年才把SPWM技术正式应用到逆变技术中，使逆变器的性能大大提高，并得到了广泛的应用和发展，也使正弦波逆变技术达到了一个新的高度。这项技术的特点是原理简单，通用性强，控制和调节性能好，具有消除谐波、调节和稳定输出电压的多种作用，是一种比较好的波形改善法。此后，各种不同的PWM技术相继出现，如注入三次谐波的PWM、空间矢量调制，电流滞环PWM等，成为高速开关器件逆变器的主导控制方式。至此，正弦波逆变技术的发展已经基本完善。

在正弦波逆变电路控制方法中，目前国内外研究得比较多的主要有PID控制、无差拍控制、双环反馈控制、重复控制、滑模变结构控制、模糊控制及神经网络控制等。PID控制是一种传统控制方法，由于其算法简单成熟，设计过程中不过分依赖系统参数，鲁棒性好和可靠性高，在正弦波逆变电源系统中得到了广泛的应用。

逆变技术的追求和发展趋势可以概括为以下几个方面。

（1）高频化。逆变电源的体积、质量主要是由储能元件决定，因此逆变电源的小型化实质上就是尽可能减小其中储能元件的体积。所以当我们把频率从工频50Hz提高到20kHz，用电设备的体积重量大体下降至工频设计的5%～10%，其主要材料可以节约

90%甚至更高，还可以节电30%以上。由于电力电子器件工作频率上限的逐步提高，逆变电源的体积、质量也将会越来越小。在一定范围内，开关频率的提高，不仅能有效地减小电容、电感及变压器的尺寸，而且还能够抑制干扰，改善系统的动态性能。因此，高频化是逆变电源的主要发展方向。

(2) 低噪声。逆变器的缺点之一是噪声大。单纯地追求高频化，噪声也会随之增大。采用部分谐振转换回路技术，在原理上既可以提高频率又可以降低噪声。所以，尽可能地降低噪声影响是逆变电源的又一发展方向。

(3) 模块化。模块化有两方面的含义，包括功率器件的模块化和电源单元的模块化。常见的器件模块，含有一单元、两单元甚至六单元直至七单元。随着电源技术的发展，开关器件的驱动保护电路也集成到功率模块中去，构成了智能化功率模块，不但缩小了整机的体积，而且也方便了整机的设计制造。

(4) 数字化。现在数字式信号，数字电路越来越重要，数字信号处理技术也日趋完善，显示出越来越多的优点，如便于计算机处理控制，避免模拟信号的畸变失真，提高系统抗干扰能力等，同时也为电源的并联技术发展提供了方便。

(5) 高可靠性。可靠性是所有电力电子装置的生命线。我们知道，在一个系统中，元件数量越少，可靠性越高。所以，在设计电源时，尽可能使用较少的元件，提高系统的集成度。这样就解决了电路复杂、可靠性差的问题，同时也简化了电路，使系统的可靠性得到了提高。

(6) 绿色化。随着各种政策法规的出台，对无污染电源的呼声越来越高。为了使电源系统绿色化，电源应加装高效滤波器，还应在电网输入端采用功率因数校正技术和软开关技术。节电也是绿色电源一个很重要的因素，因为发电是造成环境污染的重要原因，而节电就意味着发电容量的节约。

小结

本章介绍有源逆变电路。首先通过一个实例介绍逆变工作原理。

根据输入侧电源的性质，按照电压型逆变电路和电流型逆变电路的分类方法分别介绍这两类逆变电路。电压型逆变电路的介绍，根据输出侧交流电的相数，分单相电压型逆变电路和三相电压型逆变电路，其中，单相电压型逆变电路又按照半桥型和全桥型电路结构介绍，各逆变电路均从结构、工作原理、特点等角度做了详细分析。

电流型逆变电路也类似，先后介绍了单相和三相电流型逆变电路的结构、工作原理、特性等。

电压型逆变电路输出电压为矩形波交流电压，电流型逆变电路输出电流为矩形波交流电流，矩形波产生较为严重的谐波问题。而多重逆变电路或多电平逆变电路则可大大减轻谐波问题，使得输出电压或电流波形更接近于正弦波。

习题

1. 当逆变电路的负载为感性时，输出交流电流相位________于输出交流电压。

2. 直流侧是________的称为电压型逆变电路；直流侧是________的称为电流型逆变电路。



3. 直流侧为电压源，或________，相当于电压源；直流侧________，相当于电流源。

4. 电压型桥式逆变电路，为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变桥各臂都并联了________。

5. 电压型半桥逆变电路输出交流电压的幅值 U_m 为________ U_d，全桥逆变电路输出交流电压的幅值 U_m 为________ U_d。

6. 在三相电压型逆变电路中，每个桥臂的导电角度为________，各相开始导电的角度依次相差________，在任一时刻，有________个桥臂导通。

7. 三相电流型逆变电路的基本工作方式是________导电方式，按 VT_1 到 VT_6 的顺序每隔________依次导通。

8. 从电路输出的合成方式来看，多重逆变电路有串联多重和并联多重两种方式。电压型逆变电路多用________多重方式；电流型逆变电路多采用________多重方式。

9. 为了减小逆变电路输出矩形波所含谐波，常常采用________电路把几个矩形波组合起来，使之成为接近正弦波的波形；也可以改变电路结构，构成________电路。

10. 逆变电路，负载为电阻，则输出（ ）。

A. 电压和电流均为正弦波　　B. 电压为矩形波，电流为正弦波

C. 电压为正弦波，电流为矩形波　　D. 电压和电流均为矩形波

11. 电压型逆变电路，错误的是（ ）。

A. 因为反馈无功能量时直流电流不反向，因此无需给开关器件反并联二极管

B. 直流侧为电压源，或并联有大电容

C. 由于直流电压源的钳位作用，交流侧输出电压波形为矩形波

D. 交流侧输出的电流波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同

12. 电流型逆变电路，错误的是（ ）。

A. 直流侧串联大电感，相当于电流源

B. 交流侧输出电流为矩形波，并且与负载阻抗角无关

C. 为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变桥各臂都并联了反馈二极管

D. 交流侧输出电压波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同

13. 电流型逆变电路中直流环节储能元件是（ ）。

A. 电容　　B. 电动机　　C. 蓄电池　　D. 电感

14. 无源逆变电路和有源逆变电路有何不同？

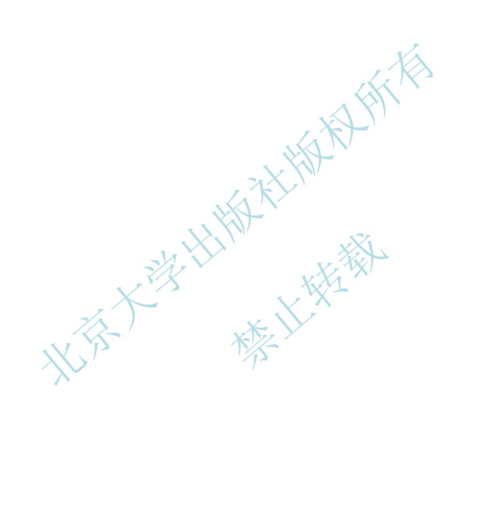
15. 什么是电压型逆变电路？有什么特点？

16. 什么是电流型逆变电路？有什么特点？

17. 电压型逆变电路中反馈二极管的作用是什么？为什么电流型逆变电路中没有反馈二极管？

18. 逆变电路多重化的目的是什么？如何实现？串联多重和并联多重逆变电路各用于什么场合？

19. 三相桥式电压型逆变电路，180°导电方式，$U_d=100V$。试求输出相电压的基波幅值 U_{UN1m} 和有效值 U_{UN1}，输出线电压的基波幅值 U_{UV1m} 和有效值 U_{UV1}，输出线电压中5次谐波的有效值 U_{UV5}。



第10章

直流斩波电路

关键术语：降压斩波电路，升压斩波电路，升降压斩波电路，多象限斩波电路，多相多重斩波电路。

学过本章后，读者将能够：

认识降压、升压、升降压斩波电路结构，并能熟练描述其工作原理；

了解多象限和多相多重斩波电路结构及工作原理。

引例：

直流斩波电路将一种电压的直流电转换为另一种电压的直流电，有的还可以通过外围的控制作用，可以在输入直流电压不变的前提下，调节输出直流电压的大小，从而满足输出端负载的需求，图10.1展示了直流斩波器及其供电并控制的直流电动机，通过改变直流斩波器输出电压大小来调节直流电动机的转速。



图10.1　直流斩波器与直流电动机

直流-直流变流电路（DC-DC Converter）的功能是将直流电变为另一固定电压或可调电压的直流电，包括直接直流变流电路和间接直流变流电路。直接直流变流电路也称直流斩波电路（DC Chopper），指直接将直流电变为另一直流电，在这种情况下输入与输出之

间不隔离。间接直流变流电路是在直流变流电路中增加了交流环节，在交流环节中通常采用变压器实现输入输出间的隔离，因此也称为带隔离的直流-直流变流电路或直-交-直电路。习惯上，DC-DC 变换器包括以上两种情况，且甚至更多地指后一种情况，本章介绍前者。

直流斩波电路的种类较多，包括如下几种基本斩波电路：降压斩波电路、升压斩波电路、升降压斩波电路等，另外还有组合式的多象限斩波电路和多相多重斩波电路等。

10.1 降压斩波电路

降压斩波电路又称为降压型斩波器（Buck Chopper），其控制原理图和波形变换如图 10.2所示。该电路使用一个全控型器件 V，图中使用 IGBT，也可采用其他器件，若采用半控器件如晶闸管时，需要加入关断的辅助电路，这种斩波器现在已经很少应用。在图 10.2（a）中，为了在 V 关断时给负载中的电流提供通道，设置了续流二极管 VD。斩波器的经典用途之一是驱动直流电动机，也可带蓄电池负载，两种情况下负载中都会出现反电动势。如图 10.2（a）中 E_M 所示，只需使 $E_M=0$，以下的分析表达式都可适用。

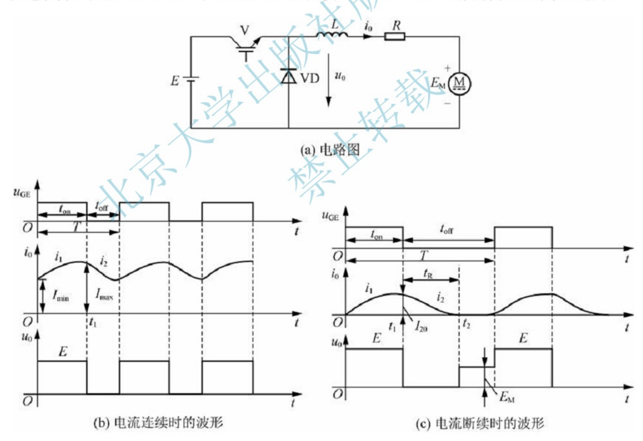


图 10.2 降压斩波电路原理图及其波形

由图 10.2（b）中 V 的栅极电压 u_{GE} 波形可知，在 $t=0$ 时刻驱动 V 导通，电源 E 向负载供电，负载电压 $u_0=E$，负载电流 i_0 按照指数曲线上升。

当 $t=t_1$ 时刻，控制 V 关断，负载电流经二极管 VD 续流，负载电压 u_0 近似为零，负





载电流呈指数曲线下降。为了使负载电流连续且脉动较小，通常串接的电感 L 较大。

直到一个周期 T 结束，再驱动 V 导通，重复上一个周期的过程。当电路工作于稳态时，负载电流在一个周期的初值和终值相等。负载电压平均值为

$$U_0=\frac{1}{T}\int_0^{t_{on}}u_0\mathrm{d}t=\frac{t_{on}}{T}E=\alpha E \tag{10-1}$$

式中，t_{on} 为 V 处于通态的时间；T 为开关周期；α 为导通占空比，$\alpha=t_{on}/T$。

由式（10-1）可知，输出到负载的电压平均值 U_0 最大为 E，若减小占空比 α，则 U_0 随之减小，因此将该电路称为降压斩波电路或 Buck 变换器。

负载电流的平均值为

$$I_0=\frac{U_0-E_M}{R} \tag{10-2}$$

若负载中电感 L 的值较小，则在开关 V 关断以后，到了 t_2 时刻，如图 10.2（c）所示，负载电流已衰减到零，会出现负载电流断续的情况。由波形可见，负载电压 u_0 的平均值会升高，一般不希望电流断续的情况发生。

对于降压斩波电路可以进行分时段解析。

在 V 处于通态期间，设负载电流为 i_1，可列出如下方程：

$$L\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}+Ri_1+E_M=E \tag{10-3}$$

设此阶段电流初值为 I_{min}，$\tau=L/R$，解式（10-3）得

$$i_1=I_{min}\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}+\frac{E-E_M}{R}(1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}) \tag{10-4}$$

在 V 处于关断期间，设负载电流为 i_2，可列出下列方程：

$$L\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}+Ri_2+E_M=0 \tag{10-5}$$

设此阶段电流初值为 I_{max}，解上式得

$$i_2=I_{max}\mathrm{e}^{-\frac{t-t_{on}}{\tau}}-\frac{E_M}{R}(1-\mathrm{e}^{\frac{t-t_{on}}{\tau}}) \tag{10-6}$$

当电流连续时，有

$$I_{min}=i_2(t_2) \tag{10-7}$$

$$I_{max}=i_1(t_1) \tag{10-8}$$

即 V 进入通态时电流初值就是 V 在断态阶段结束时的电流值，反过来，V 进入断态时的电流初值就是 V 在通态结束时的电流值。

由式（10-4）、式（10-6）、式（10-7）、式（10-8）得出

$$I_{min}=(\frac{\mathrm{e}^{t_1/\tau}-1}{\mathrm{e}^{T/\tau}-1})\frac{E}{R}-\frac{E_M}{R}=(\frac{\mathrm{e}^{\alpha\rho}-1}{\mathrm{e}^{\rho}-1}-m)\frac{E}{R} \tag{10-9}$$

$$I_{max}=(\frac{1-\mathrm{e}^{-t_1/t}}{1-\mathrm{e}^{-T/\tau}})\frac{E}{R}-\frac{E_M}{R}=(\frac{1-\mathrm{e}^{\alpha\rho}}{1-\mathrm{e}^{\rho}}-m)\frac{E}{R} \tag{10-10}$$

式中，$\rho=T/t$；$m=E_M/E$；$t_1/\tau=(\frac{t_1}{T})(\frac{T}{t})=\alpha\rho$。

由图 10.2（b）可知，I_{min} 和 I_{max} 分别是负载电流瞬时值的最小值和最大值。

把式（10－9）和式（10－10）用泰勒级数近似，可得

$$I_{min} \approx I_{max} \approx \frac{(\alpha - m)E}{R} = 1 \tag{10-11}$$

式（10－11）表示了平波电抗器 L 为无穷大，负载电流完全平直时的 I_0，此时负载电流最大值、最小值均等于平均值。

以上关系还可以从能量传递关系简单地推得。由于 L 为无穷大，故负载电流维持为 I_0 不变。电源只在 V 处于通态时提供能量，为 EI_0t_{on}。从负载看，整个周期 T 中负载一直在消耗能量，消耗的能量为 $(RI_0^2T + E_MI_0T)$。一个周期中，忽略电路中的损耗，则电源提供的能量与负载消耗的能量相等，即：

$$EI_0t_{on} = RI_0^2T + E_MI_0T \tag{10-12}$$

则

$$I_0 = \frac{\alpha E - E_M}{R} \tag{10-13}$$

与式（10－11）结论一致。

在上述情况中，均假设 L 值为无穷大，且负载电流平直。在这种情况下，假设电源电流平均值为 I_1，则有

$$I_1 = \frac{t_{on}}{T}I_0 = \alpha I_0 \tag{10-14}$$

其值小于等于负载电流 I_0，由式（10－14）得

$$EI_1 = \alpha EI_0 = U_0I_0 \tag{10-15}$$

即输出功率等于输入功率，可将降压斩波器看作直流降压变压器。

假如负载中 L 值较小，则有可能出现负载电流断续的情况。利用与前面类似的解析方法，可对电流断续的情况进行解析。电流断续时有 $I_{min} = 0$，且 $t = t_{on} + t_x$ 时，$i_2 = 0$，利用式（10－7）和式（10－6）求出 t_x 为

$$t_x = \tau \ln\left[\frac{1-(1-m)e^{-\alpha\rho}}{m}\right] \tag{10-16}$$

电流断续时，$t_x < t_{off}$，由此得出电流断续的条件为

$$m > \frac{e^{\alpha\rho} - 1}{e^{\rho} - 1} \tag{10-17}$$

对于电路具体工作情况，可由式（10－17）判断负载电流是否连续。

在负载电流断续的工作情况下，负载电流一降到零，续流二极管 VD 关断，负载两端电压等于 E_M。输出电压平均值为

$$U_0 = \frac{t_{on}E + (T - t_{on} - t_x)E_M}{T} = \left[\alpha + (1 - \frac{t_{on} + t_x}{T})m\right]E \tag{10-18}$$

U_0 不仅和占空比 α 有关，也和反电动势 E_M 有关。

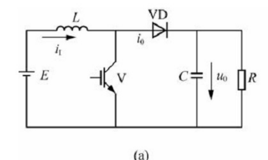
此时负载电流平均值为

$$I_0 = \frac{1}{T}(\int_0^{t_{on}} i_1 dt + \int_0^{t_x} i_2 dt) = (\alpha - \frac{t_{on} + t_x}{T}m)\frac{E}{R} = \frac{U_0 - E_M}{R} \tag{10-19}$$



10.2 升压斩波电路

升压斩波电路又称为升压斩波器（Boost Chopper），其原理及工作波形如图 10.3 所示。该电路中也是使用一个全控型器件 V，图中使用 IGBT。



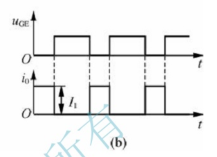


图 10.3 升压斩波电路及其工作波形

在分析升压斩波电路的工作原理时，首先假设电路中电感 L 很大，电容 C 也很大。当 V 处于通态时，电源 E 向电感 L 充电，充电电流基本恒定为 I_1，同时电容 C 上的电压向负载 R 供电，因电容值很大，基本保持输出电压 u_0 为恒定值，记为 U_0。设 V 处于通态的时间为 t_{on}，此阶段电感上积蓄的能量为 EI_1t_{on}。当 V 处于断态的时间为 t_{off}，则在此期间电感 L 释放的能量为 $(U_0-E)I_1t_{off}$。当电路工作于稳态时，一个周期 T 中电感 L 积蓄的能量与释放的能量相等，即

$$EI_1t_{on}=(U_0-E)I_1t_{off} \tag{10-20}$$

化简得

$$U_0=\frac{t_{on}+t_{off}}{t_{off}}E=\frac{T}{t_{off}}E \tag{10-21}$$

式中，$T/t_{off}\geqslant 1$，输出电压高于电源电压，故该电路称为升压斩波电路或 Boost 变换器（Boost Converter）。

式（10-21）中，T/t_{off} 表示升压比，调节其大小，即可改变输出电压 U_0 的大小，调节的方法与降压斩波电路中介绍的 3 种调节导通占空比 α 的方法类似。将升压比的倒数记作 β，即 $\beta=\frac{t_{off}}{T}$，则 β 和导通占空比 α 有如下关系：

$$\alpha+\beta=1 \tag{10-22}$$

因此，式（10-21）可表示为

$$U_0=\frac{1}{\beta}E=\frac{1}{1-\alpha}E \tag{10-23}$$

升压斩波电路之所以能使输出电压高于电源电压，关键有两个原因：一是 L 储能之后具有使电压泵升的作用；二是电容 C 可将输出电压保持住。在上面的分析中，认为 V 处于通态期间因电容 C 的作用使输出电压 U_0 不变，但实际上 C 值不可能无穷大，在此阶段其向负载放电，U_0 必然有所下降，故实际输出电压会略低于式（10-23）的结果，不过，

在电容 C 值足够大时，产生的误差很小，基本可以忽略。

如果忽略电路中的损耗，则由电源提供的能量仅由负载 R 消耗，即

$$EI_1 = U_0 I_0 \tag{10-24}$$

式（10-24）表明，与降压斩波电路一样，升压斩波电路也可看成是直流变压器。

根据电路结构并结合式（10-23）得出输出电流的平均值 I_0 为

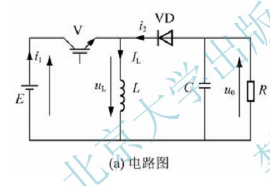
$$I_0 = \frac{U_0}{R} = \frac{1}{\beta}\frac{E}{R} \tag{10-25}$$

由式（10-24）即可得出电源电流 I_1 为

$$I_1 = \frac{U_0}{E}I_0 = \frac{1}{\beta^2}\frac{E}{R} \tag{10-26}$$

10.3 升降压斩波电路

升降压斩波电路又称为升降压斩波器（Buck-Boost Chopper），其原理如图 10.4（a）所示。电路中电感 L 值很大，电容 C 值也很大，使电感电流 i_L 和电容电压即负载电压 u_0 基本为恒定值。



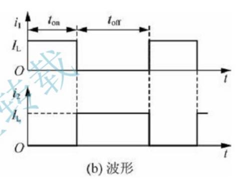


图 10.4　升降压斩波电路及其波形

该电路的基本工作原理是当可控开关 V 处于导通状态时，电源经 V 向电感 L 供电使其储存能量，此时电流为 i_1，方向如图 10.4 所示。同时，电容 C 维持输出电压基本恒定并向负载 R 供电。此后，使 V 关断，电感 L 中储存的能量向负载释放，电流为 i_2，方向如图 10.4 所示。可见，负载电压极性为上负下正，与电源电压极性相反，与前面的降压斩波电路和升压斩波电路的情况正好相反，因此该电路也称作反极性斩波电路。

稳态时，一个周期 T 内电感 L 两端电压 u_L 对时间积分为零，即

$$\int_0^T u_L \mathrm{d}t = 0 \tag{10-27}$$

当 V 处于通态期间时，$u_L = E$；而当 V 处于断态期间时，$u_L = -u_0$。于是

$$Et_{on} = U_0 t_{off} \tag{10-28}$$

所示输出电压为

$$U_0 = \frac{t_{on}}{t_{off}}E = \frac{t_{on}}{T-t_{on}}E = \frac{\alpha}{1-\alpha}E \tag{10-29}$$



若改变导通占空比 α，则输出电压既可以比电源电压高，也可以比电源电压低。当 $0<\alpha<1/2$ 时为降压，当 $1/2<\alpha<1$ 时为升压，因此将该电路称作升降压斩波电路或为 Buck-boost 变换器。

图 10.4（b）中给出了电源电流 i_1 和负载电流 i_2 的波形，设两者的平均值分别为 I_1 和 I_2，当电流脉动足够小时，有

$$\frac{I_1}{I_2}=\frac{t_{on}}{t_{off}} \tag{10-30}$$

由上式可得

$$I_2=\frac{t_{off}}{t_{on}}I_1=\frac{1-\alpha}{\alpha}I_1 \tag{10-31}$$

如果 V、VD 为没有损耗的理想开关时，则

$$EI_1=U_0I_0 \tag{10-32}$$

其输出功率和输入功率相等，也可将其看作直流变压器。

10.4 多象限斩波电路及多相多重斩波电路

10.4.1 多象限斩波电路

无论降压斩波器还是升压斩波器，它们的功率流向都是从电源到负载，因此负载的平均电压和电流都是正的，均位于由电压和电流构成直角坐标系的第Ⅰ象限，故又称为第Ⅰ象限斩波器。牵引电机从牵引运行状态过渡到再生制动状态时，需要采用Ⅱ象限斩波器，通过斩波开关的控制，保证电机在牵引运行和再生制动运行状态下都能可靠运行。

1. A 型Ⅱ象限斩波器

图 10.5（a）、图 10.5（b）给出了 A 型斩波器分别应用于我国铁道列车某他励牵引电动机和串励牵引电机的原理电路图，图中 V_1、VD_1 在电机处于牵引工况时工作，而 V_2、VD_2 则在电机处于再生制动工况下工作。

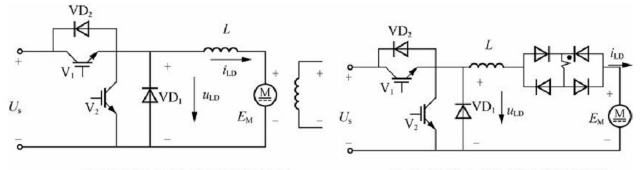


图 10.5 A 型Ⅱ象限斩波器

该电路可以保证电源与负载之间的功率流向是可逆的。

图 10.6 给出了用于他励电机的 A 型Ⅱ象限斩波器的工作过程及触发信号、电压、电流波形。

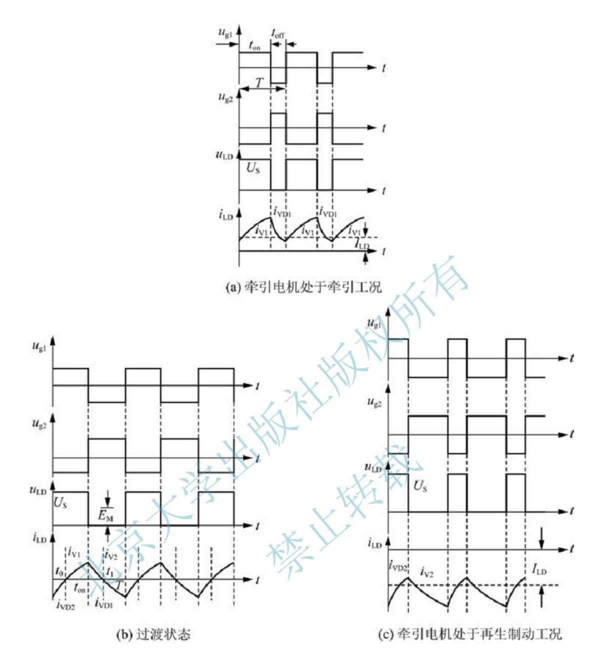


图 10.6　A 型Ⅱ象限斩波器工作原理

(1) 当 $\alpha U_S > E_M$ 时（$\alpha = t_{on}/T$），功率从电源流向牵引电机，电枢电流方向为正。平均值 $I_{LD} = (\alpha U_S - E_M)/R_{LD}$（$R_{LD}$ 为回路总电阻），电机工作在第一象限，工作波形如图 10.6（a）所示。

(2) 当 $\alpha U_S \approx E_M$ 时，电枢电流有时为正，有时为负，具体情况如下。

当 $0 \leqslant t \leqslant t_0$ 时，i_{LD} 为负值，功率由电机经 VD_2 流向电源。

当 $t_0 \leqslant t \leqslant t_{on}$ 时，i_{LD} 为正值，功率由电源经 V_1 流向电机。

当 $t_{on} \leqslant t \leqslant t_1$ 时，i_{LD} 为正值，此时 V_1 已关断，电机经 VD_1 续流。

当 $t_1 \leqslant t \leqslant T$ 时，i_{LD} 为负值，V_2 导通，电机输出功率，电感 L 储能。

(3) 当 $\alpha U_S < E_M$ 时，功率从电机流向电源，i_{LD} 大部分或全部分处于时间轴下方，平均值 $I_{LD} = (\alpha U_S - E_M)/R_{LD}$ 为负值，而 u_{LD} 仍为正值，电机处于再生制动工况，工作在第



Ⅱ象限。

从上述分析可知，无论电机处于牵引工况或制动工况，u_{LD} 的平均值 U_{LD} 始终为正，而 i_{LD} 的平均值 I_{LD} 可正可负，这取决于 αU_S 与 E_M 值的相对大小。

2. B型Ⅱ象限斩波器

B型Ⅱ象限斩波器的原理电路如图10.7所示，这种电路有以下3种工作模式。

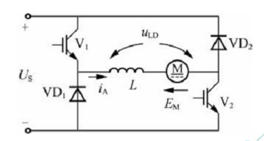


图10.7　B型Ⅱ象限斩波器的原理电路

（1）V_1、V_2 两斩波器同时工作，这时 E_M 为正，且 $\alpha U_S > E_M$，功率流向从电源到负载，电机吸收功率。

（2）其中的一个斩波器（如 V_1）和一个二极管（如 VD_2）同时导通，负载电路被短接，$u_{LD} = 0$，不管 E_M 是正还是负，电枢电流 i_A 均经过两个导通管子续流。

（3）VD_1、VD_2 两二极管同时导通，这时 E_M 为负而且必须满足 $U_S < E_M$，功率流向从电机到电源，把电能反馈到电网去。

3. Ⅳ象限斩波器

Ⅳ象限斩波器的电路如图10.8（a）所示，这个电路的负载电压 u_{LD} 和负载电流 i_A 的极性都可改变，即斩波器可以在4个象限运行。

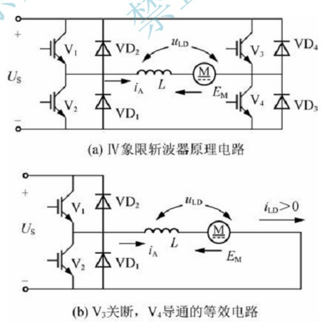
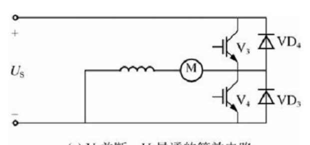


图10.8　Ⅳ象限斩波器原理电路图



(c) V_1关断，V_2导通的等效电路

图 10.8　Ⅳ象限斩波器原理电路图（续）

使 V_4 始终导通，V_3 始终关断，则控制 V_1、V_2，可使斩波器工作在第Ⅰ象限和第Ⅱ象限。

使 V_2 始终导通，V_1 始终关断，则控制 V_3、V_4，可使斩波器工作在第Ⅲ象限和第Ⅳ象限。图 10.8（b）、图 10.8（c）绘出了上述两种控制模式的等效电路。

10.4.2　多相多重斩波电路

采用斩波器向直流电机供电，在负载电流脉动系数一定下，平波电抗器所需的电感量与脉动频率成正比。当电源电流脉动系数一定时，输入滤波器参数 $L_F \cdot C_F$ 与（$1/f$）成正比，所以，为减少滤波器尺寸，应设法提高斩波器的工作频率。然而，斩波器工作频率 f 的提高受电力电子器件关断时间的限制，为此，可采用多相多重斩波器。所谓“相”，是指从电源端看，不同相位的斩波回路数。所谓“重”，是指从负载端看，不同相位的斩波回路数，图 10.9（a）、图 10.9（b）绘出了两种典型的多相多重斩波器工作电路。

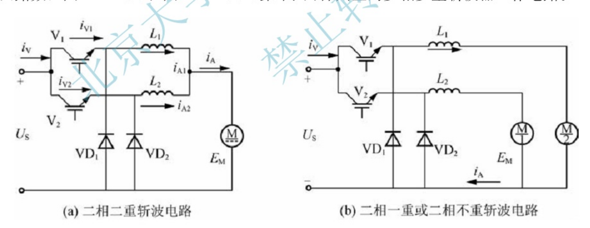


图 10.9　多相多重斩波器的工作电路

以二相二重斩波器为例，简单说明这类斩波器的工作特点。各斩波回路的电流 i_{V_1} 和 i_{V_2} 相互具有一定相位差 T/m，这里 m 是相数，本例 $m=2$。根据各 IGBT 管导通比 α 不同，可分为以下两种情况。

1. $\alpha < 1/2$

u_{g1} 与 u_{g2} 的相位相差 $T/2$，V_1 与 V_2 的导通时间 t_{on} 不重叠，u_{g1}、u_{g2} 的波形如图 10.10（a）所示，负载总电流 i_A 的脉动频率为斩波器输出电流 i_{A1}（或 i_{A2}）的 2 倍，直



流输入电流 i_V 的脉动频率为 i_{V_1}（或 i_{V_2}）的2倍，由于脉动频率增加，使得电流脉动变小。

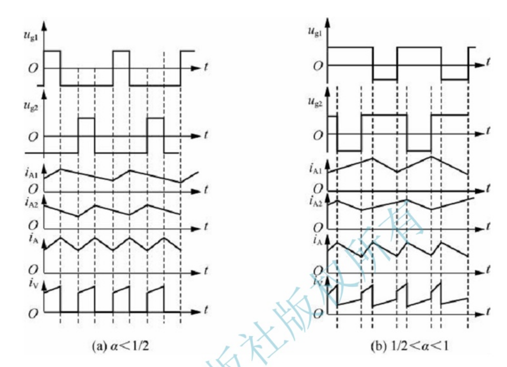


图10.10　二相二重斩波器工作波形图

2. $1/2<\alpha<1$

由于 $\alpha>1/2$，出现了 V_1 与 V_2 同时导通的重叠现象。同理，电流脉动率也变小，各电流工作波形如图10.10（b）所示。

采用多相多重斩波的优点有以下几方面。

（1）电流脉动率下降，有利于牵引电机的运行。

（2）平波电抗器体积重量会显著下降。

（3）有利于输入滤波器的设计。

阅读材料：

直流斩波电路发展现状

对于直流斩波电路本体结构，多年来出现了诸如本章所述的各类型电路结构。直流斩波电路的技术发展，近年来主要体现在电力电子器件及其集成化应用，以及当中电力电子器件的控制技术发展两个方面。

随着电力电子器件尤其是高频化器件的发展，斩波电路开关频率进一步提高，电能转换的质量也越来越高，同时斩波器的体积、质量都减小和减轻，基于可靠性的需求，集成化与模块化成为必然，目前市场上随处可见小巧的DC/DC变换器就是明证。

直流斩波电路的控制技术随着现代控制理论的发展和应用而发展，主要体现在对其电力电子开关器件的控制上，以实现高频下的快速精确控制算法为目标，以获得高精度、高动态性能、绿色的直流电输出为目的。诸如数字化的PID控制、智能控制、矢量控制等方法得到利用和发展。

总之，在现代电机控制、电力系统各类电力电子设备、通信电源、工业控制电源、焊接电源等等领域，基于对直流电压变换的需求，在大量使用不同的直流斩波电路形态进行升压或降压的变换。

小结

将一种直流电直接转变为另一种直流电的电路，称为直流斩波电路，主要指将直流电压进行变换的斩波电路，所以，直流斩波电路有时也叫直流变压器。

本章按照变换后的电压大小分类介绍，分别为降压斩波电路、升压斩波电路、升降压斩波电路，以及复合型的多象限斩波电路和多相多重斩波电路。每类斩波电路都介绍了其电路结构、工作原理和特性等。

习题

1. 在降压斩波电路中，若电感 L 过小，可能会出现负载电流________的情况，并且脉动较大。

2. 在升压斩波电路中，电容 C 的主要作用是__________。

3. 在升降压斩波电路中，电感 L 和电容 C 都要________，以使电感电流和电容电压基本为恒定值。

4. 采用多相多重斩波电路的好处，主要会使得电流脉动率________，平波电抗器体积重量也会________。

5. 降压斩波电路，已知输入 $E=200\text{V}$，负载端 $R=10\Omega$，采用脉宽调制方式，当 $T=50\mu\text{s}$，$T_{\text{on}}=10\mu\text{s}$ 时，输出的电压平均值为（　　）V。

A. 160　　B. 40　　C. 180　　D. 20

6. 在升压斩波电路中，已知电源电压 $E=15\text{V}$，负载电压 $U_{\text{d}}=20\text{V}$，斩波周期 $T=4\text{ms}$，则开通时间 $T_{\text{on}}=$（　　）。

A. 1ms　　B. 2ms　　C. 3ms　　D. 4ms

7. 简述图 11.1 所示的降压斩波电路的工作原理。

8. 简述图 11.2 所示升压斩波电路的基本工作原理。

9. 多相多重斩波电路有何优点？

10. 在图 11.1 所示的降压斩波电路中，已知 $E=200\text{V}$，$R=10\Omega$，L 值极大，$E_{\text{M}}=30\text{V}$，$T=50\mu\text{s}$，$t_{\text{on}}=20\mu\text{s}$，计算输出电压平均值 U_{o}，输出电流平均值 I_{o}。

11. 在图 11.1 所示的降压斩波电路中，$E=100\text{V}$，$L=1\text{mH}$，$R=0.5\Omega$，$E_{\text{M}}=10\text{V}$，采用脉宽调制控制方式，$T=20\mu\text{s}$，当 $t_{\text{on}}=5\mu\text{s}$ 时，计算输出电压平均值 U_{o}，输出电流平均值 I_{o}，计算输出电流的最大和最小值瞬时值并判断负载电流是否连续。

12. 在图 11.2 所示的升压斩波电路中，已知 $E=50\text{V}$，L 值和 C 值极大，$R=20\Omega$，采用脉宽调制控制方式，当 $T=40\mu\text{s}$，$t_{\text{on}}=25\mu\text{s}$ 时，计算输出电压平均值 U_0，输出电流平均值 I_0。

第 11 章

交流变流电路

关键术语： 单相交流调压电路，三相交流调压电路，单相交交变频电路，整流与逆变工作状态，三相交交变频电路。

学过本章后，读者将能够：

自信地描述单相和三相交流调压电路的工作原理；

理解单相交流调压电路在电阻和阻感负载时的相关特性与计算；

自信地描述单相交交变频电路的工作原理；

掌握单相交交变频电路工作过程中的整流与逆变工作状态、正弦电压调制方法；

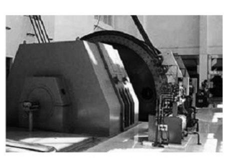
了解三相交交变频电路的常用结构与工作原理。

引例：

随着电力电子技术的发展，在交流变压需求时已经不仅仅限于选用变压器了，图 11.1 (a) 所示为一种交交调压模块。在另一类交交变流即交交变频方面，虽然常见的变频器及相关变频装置大多采用交-直-交的模式，但是，在一些低频需求的场合，譬如图 11.1 (b) 所示的矿井提升机，需要使得交流电动机在提升负载时低速而平稳，此时采用交交变频装置就非常合适。



(a) 交交调压模块



(b) 交交变频装置驱动的矿井提升机

图 11.1 交流变流装置

交流变流电路，主要包括改变电压和改变频率的变流电路，分别称为调压电路和直接交交变频电路。

11.1 交流调压电路

11.1.1 单相交流调压电路

和整流电路一样，交流调压电路的工作情况也和负载性质有很大的关系，因此分别予以讨论。

1. 电阻负载

图 11.2 所示为电阻负载单相交流调压电路图及其波形。图中的晶闸管 VT_1 和 VT_2 也可以用一个双向晶闸管代替。在交流电源 u_1 的正半周和负半周，分别对 VT_1 和 VT_2 的触发延迟角 α 进行控制就可以调节输出电压。正负半周 α 起始时刻（$\alpha=0$）均为电压过零时刻。在稳态情况下，应使正负半周的 α 相等。可以看出，负载电压波形是电源电压波形的一部分，负载电流（也即电源电流）和负载电压的波形相同，因此，通过触发延迟角 α 的变化就可实现输出电压的控制。

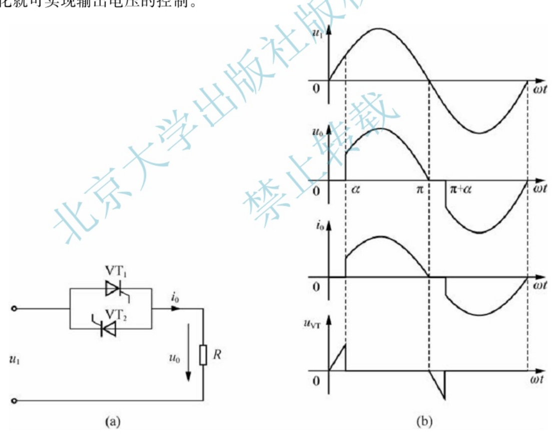


图 11.2 电阻负载单相交流调压电路及其波形

上述电路在触发延迟角为 α 时，负载电压有效值 U_0、负载电流有效值 I_0、晶闸管电流有效值 I_{VT} 和电路的功率因数 λ 分别为

$$U_0=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(\sqrt{2}U_1\sin\omega t)^2\mathrm{d}(\omega t)}=U_1\sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin2\alpha+\frac{\pi-\alpha}{\pi}} \tag{11-1}$$



$$I_0 = \frac{U_0}{R} \tag{11-2}$$

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi}\left(\frac{\sqrt{2}U_1\sin\omega t}{R}\right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_1}{R}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{\sin 2\alpha}{2\pi}\right)} \tag{11-3}$$

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_0 I_0}{U_1 I_0} = \frac{U_0}{U_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{\pi}} \tag{11-4}$$

从图 11.2 及以上各式可以看出，α 的移相范围为 $0 \leqslant \alpha \leqslant \pi$ 。当 $\alpha = 0$ 时，相当于晶闸管一直导通，输出电压为最大值，$U_0 = U_1$ 。随着 α 的增大，U_0 逐渐减小。直到 $\alpha = \pi$ 时，$U_0 = 0$ 。此外，$\alpha = 0$ 时，功率因数 $\lambda = 1$ ，随着 α 的增大，输入电流滞后于电压且发生畸变，λ 也逐渐降低。

2. 阻感负载

带阻感负载的单相交流调压电路图及其波形如图 11.3 所示。

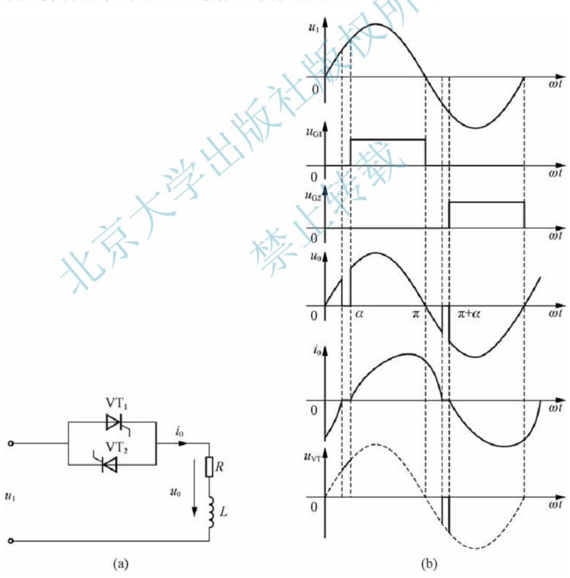


图 11.3　阻感负载单相交流调压电路及其波形

设负载的阻抗角为 $\varphi=\arctan(\omega L/R)$。如果用导线把晶闸管完全短接，稳态时负载电流应是正弦波，其相位滞后于电源电压 u_1 的角度为 φ。在用晶闸管控制时，由于只能通过触发延迟角 α 推迟晶闸管的导通，所以晶闸管的触发脉冲应在电流过零点之后，使负载电流更为滞后，而无法使其超前。为了方便，把 $\alpha=0$ 的时刻仍定在电源电压过零的时刻，显然，阻感负载下稳态时 α 的移相范围为 $\varphi\leqslant\alpha\leqslant\pi$。

当在 $\omega t=\alpha$ 时刻开通晶闸管 VT_1，负载电流应满足如下微分方程式和初始条件：

$$L\frac{di_0}{dt}+Ri_0=\sqrt{2}U_1\sin\omega t \tag{11-5}$$

$$i_0\big|_{\omega t=\alpha}=0$$

解该方程得

$$i_0=\frac{\sqrt{2}U_1}{Z}\left[\sin(\omega t-\varphi)-\sin(\alpha-\varphi)e^{\frac{\alpha-\omega t}{\tan\varphi}}\right]\quad \alpha\leqslant\omega t\leqslant\alpha+\theta \tag{11-6}$$

式中，$Z=\sqrt{R^2+(\omega L)^2}$；$\theta$ 为晶闸管导通角。

利用边界条件：$\omega t=\alpha+\theta$ 时 $i_0=0$，可求得 θ

$$\sin(\alpha+\theta-\varphi)=\sin(\alpha-\varphi)e^{\frac{-\theta}{\tan\varphi}} \tag{11-7}$$

以 φ 为参变量，利用式（11-7）可以把 α 和 θ 的关系用图 11.4 所示的一簇曲线来表示。

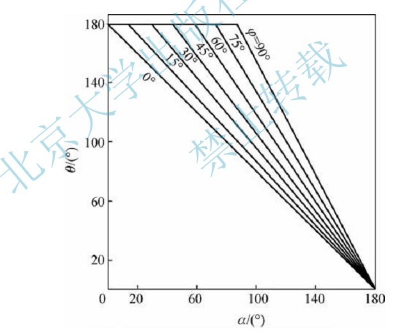


图 11.4　单相交流调压电路以 φ 为参变量的 θ 和 α 关系曲线

当 VT_2 导通时，上述关系完全相同，只是 i_0 的极性相反且相位相差 180°。

上述电路在触发延迟角为 α 时，负载电压有效值 U_0、晶闸管电流有效值 I_{VT}、负载电流有效值 I_0 分别为

$$U_0=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\theta}(\sqrt{2}U_1\sin\omega t)^2d(\omega t)}=U_1\sqrt{\frac{\theta}{\pi}+\frac{1}{2\pi}[\sin2\alpha-\sin(2\alpha+2\theta)]} \tag{11-8}$$

$$I_{\mathrm{VT}}=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\alpha+\theta}\left\{\frac{\sqrt{2}U_1}{Z}\left[\sin(\omega t-\varphi)-\sin(\alpha-\varphi)\mathrm{e}^{\frac{\alpha-\omega t}{\tan\varphi}}\right]\right\}^2\mathrm{d}(\omega t)}$$

$$=\frac{U_1}{\sqrt{2\pi}Z}\sqrt{\theta-\frac{\sin\theta\cos(2\alpha+\varphi+\theta)}{\cos\varphi}} \tag{11-9}$$

$$I_0=\sqrt{2}I_{\mathrm{VT}} \tag{11-10}$$

设晶闸管电流 I_{VT} 的标幺值为

$$I_{\mathrm{VTN}}=I_{\mathrm{VT}}\frac{Z}{\sqrt{2}U_1} \tag{11-11}$$

则可绘出 I_{VTN} 和 α 的关系曲线，如图 11.5 所示。

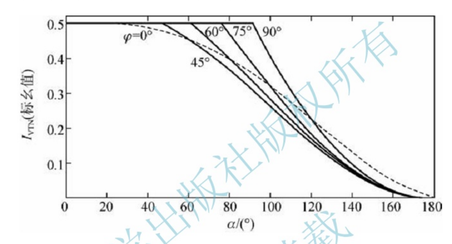


图 11.5　单相交流调压电路 φ 为参变量时 I_{VTN} 和 α 关系曲线

如上所述，阻感负载时 α 的移相范围为 $\varphi\leqslant\alpha\leqslant\pi$。但当 $\alpha<\varphi$ 时，并非电路不工作，下面就来分析这种情况。

当 $\varphi<\alpha<\pi$ 时，$\mathrm{VT_1}$ 和 $\mathrm{VT_2}$ 的导通角 θ 均小于 π，如图 11.4 所示，α 越小，θ 越大；$\alpha=\varphi$ 时，$\theta=\pi$。当 α 继续减小，例如在 $0\leqslant\alpha<\varphi$ 的某一时刻触发 $\mathrm{VT_1}$，则 $\mathrm{VT_1}$ 的导通时间将超过 π。到 $\omega t=\pi+\alpha$ 时刻触发 $\mathrm{VT_2}$ 时，负载电流 i_0 尚未过零，$\mathrm{VT_1}$ 仍在导通，$\mathrm{VT_2}$ 不会开通。直到 i_0 过零后，如 $\mathrm{VT_2}$ 的触发脉冲有足够的宽度而尚未消失（图 11.6），$\mathrm{VT_2}$ 就会开通。因为 $\alpha<\varphi$，$\mathrm{VT_1}$ 提前开通，负载 L 被过充电，其放电时间也将延长，使得 $\mathrm{VT_1}$ 结束导电时刻大于 $\pi+\varphi$，并使 $\mathrm{VT_2}$ 推迟开通，$\mathrm{VT_2}$ 的导通角当然小于 π。

在这种情况下，由式（11.5）和式（11.6）所得到的 i_0 表达式仍是适用的，只是 ωt 的适用范围不再是 $\alpha\leqslant\omega t\leqslant\alpha+\theta$，而是扩展到 $\alpha\leqslant\omega t<\infty$，因为在这种情况下 i_0 已不存在断流区，其过渡过程和带 R-L 负载的单相交流电路在 $\omega t=\alpha$（$\alpha<\varphi$）时合闸所发生的过渡过程完全相同。可以看出，i_0 由两个分量组成，第一项为正弦稳态分量，第二项为指数衰减分量。在指数分量的衰减过程中，$\mathrm{VT_1}$ 的导通时间逐渐缩短，$\mathrm{VT_2}$ 的导通时间逐渐延长。当指数分量衰减到零后，$\mathrm{VT_1}$ 和 $\mathrm{VT_2}$ 的导通时间都趋近到 π，其稳态的工作情况和 $\alpha=\varphi$ 时完全相同。整个过程的工作波形如图 11.6 所示。

【例 11-1】　一单相交流调压器，输入交流电压为 220V、50Hz，为阻感负载，其中 $R=8\Omega$，$x_1=6\Omega$。试求 $\alpha=\pi/6$、$\alpha=\pi/3$ 时的输出电压、电流有效值及输入功率和功率因数。

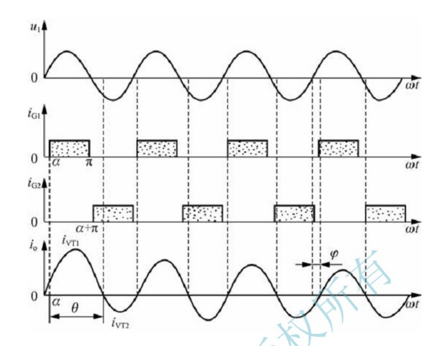


图 11.6　$\alpha<\varphi$ 时阻感负载交流调压电路工作波形

解：负载阻抗及负载阻抗角分别为

$$Z=\sqrt{R^2+X_L^2}=10(\Omega)$$

$$\varphi=\arctan(\frac{X_L}{R})=\arctan(\frac{6}{8})=0.6435=36.87°$$

因此触发延迟角 α 的变化范围为

$$\varphi\leqslant\alpha<\pi$$

即

$$0.6435\leqslant\alpha<\pi$$

(1) 当 $\alpha=\pi/6$ 时，由于 $\alpha<\varphi$，因此晶闸管调压器全开放，输出电压为完整的正弦波，负载电流也为最大，此时输出功率最大，为

$$I_{in}=I_0=\frac{220V}{Z}=22(A)$$

$$P_{in}=I_0^2R=3872(W)$$

功率因数 $\lambda=\frac{P_{in}}{U_1 i_0}=\frac{3872}{220\times22}\approx0.8$

实际上，此时的功率因数也就是负载阻抗角的余弦。

(2) 当 $\alpha=\frac{\pi}{3}$ 时，先计算晶闸管的导通角，由式 (11-7) 得

$$\sin(\frac{\pi}{3}+\theta-0.6435)=\sin(\frac{\pi}{3}-0.6435)e^{\frac{-\theta}{\tan\varphi}}$$

解上式可得晶闸管导通角为

$$\theta=2.727=156.2°$$

由式 (11-9) 可得晶闸管电流有效值为

$$I_{VT} = \frac{U_1}{\sqrt{2\pi}Z}\sqrt{\theta - \frac{\sin\theta\cos(2\alpha+\varphi+\theta)}{\cos\varphi}}$$

$$= \frac{220}{\sqrt{2\pi}\times 10}\times\sqrt{2.727 - \frac{\sin 2.727\times coa\,(2\pi/2+0.6435+2.727)}{0.8}}$$

$$= 13.55(\text{A})$$

$$I_{in} = I_0 = \sqrt{2}I_{VT} = 19.16(\text{A})$$

$$P_{in} = I_0^2 R = 2937(\text{W})$$

$$\lambda = \frac{P_{in}}{U_1 I_0} = \frac{2937}{220\times 19.16} = 0.697$$

11.1.2　三相交流调压电路

根据三相联结形式的不同，三相交流调压电路具有多种形式。图 11.7（a）所示是星形联结，图 11.7（b）所示是支路控制三角形联结，图 11.7（c）所示是中点控制三角形联结。其中，图 11.7（a）和图 11.7（b）所示的两种电路最常用，下面分别简单介绍这两种电路的基本工作原理和特性。

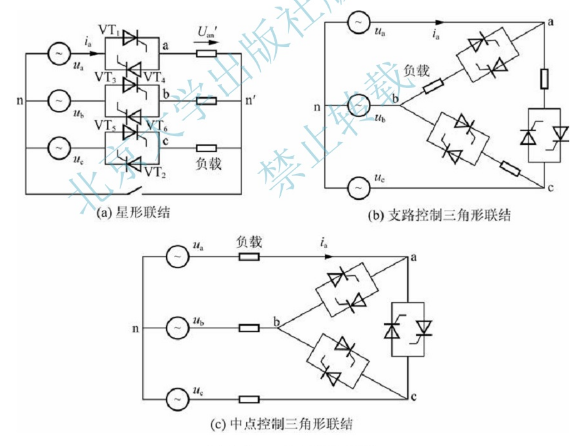


图 11.7　三相交流调压电路

1. 星形联结电路

如图 11.7（a）所示，这种电路又可分为三相三线和三相四线两种情况。三相四线时，

相当于3个单相交流调压电路的组合，三相互相错开120°工作，单相交流调压电路的工作原理和分析方法均适用于这种电路。在单相交流调压电路中，电流中含有基波和各奇次谐波。组成三相电路后，基波和3的整数倍次以外的谐波在三相之间流动，不流过中性线。而三相的3的整数倍次谐波是同相位的，不能在各相之间流动，全部流过中性线。因此中性线中会有很大的3次谐波电流及其他3的整数倍次谐波电流。当$\alpha=90°$时，中性线电流甚至和各相电流的有效值接近。在选择导线线径和变压器时必须注意这一问题。

下面分析三相三线时的工作原理，主要分析电阻负载时的情况。任一相在导通时必须和另一相构成回路，因此和三相桥式全控整流电路一样，电流流通路径中有两个晶闸管，所以应采用双脉冲或宽脉冲触发。三相的触发脉冲应依次相差120°，同一相的两个反并联晶闸管触发脉冲应相差180°。因此，和三相桥式全控整流电路一样，触发脉冲顺序也是VT_1～VT_6，依次相差60°。

如果把晶闸管换成二极管可以看出，相电流和相电压同相位，且相电压过零时二极管开始导通。因此把相电压过零点定为触发延迟角α的起点。在三相三线电路中，两相间导通是靠线电压导通的，而线电压超前相电压30°，因此α角的移相范围是0°～150°。

在任一时刻，电路可以根据晶闸管导通状态分为3种情况：一种是三相中各有一个晶闸管导通，这时负载相电压就是电源相电压；另一种是两相中各有一个晶闸管导通，另一相不导通，这时导通相的负载相电压是电源线电压的一半；第三种是三相晶闸管均不导通，这时负载电压为零。根据任一时刻导通晶闸管个数以及半个周波内电流是否连续，可将0°～150°的移相范围分为如下3段。

（1）在$0°\leqslant\alpha<60°$范围内，电路处于3个晶闸管导通与两个晶闸管导通的交替状态，每个晶闸管导通角为$180°-\alpha$。但$\alpha=0°$时是一种特殊情况，一直是3个晶闸管导通。

（2）在$60°\leqslant\alpha<90°$范围内，任一时刻都是两个晶闸管导通，每个晶闸管的导通角为120°。

（3）在$90°\leqslant\alpha<150°$范围内，电路处于两个晶闸管导通与无晶闸管导通的交替状态，每个晶闸管导通角为$300°-2\alpha$，而且这个导通角被分割为不连续的两部分，在半周波内形成两个断续的波头，各占$150°-\alpha$。

图11.8给出了α分别为30°、60°和120°时a相负载上的电压波形及晶闸管导通区间示意图，分别作为这3段移相范围的典型示例。因为是电阻负载，所以负载电流（也即电源电流）波形与负载相电压波形一致。

从波形上可以看出，电流中也含有很多谐波。进行傅里叶分析后可知，其中所含谐波的次数为$6k\pm1$（$k=1,2,3,\cdots$），这和三相桥式全控整流电路交流侧电流所含谐波的次数完全相同，而且也是谐波的次数越低，其含量越大。和单相交流调压电路相比，这里没有3的整数倍次谐波，因为在三相对称时，它们不能流过三相三线电路。

在阻感负载的情况下，可参照电阻负载和前述单相阻感负载时的分析方法，只是情况更复杂一些。当$\alpha=\varphi$时，负载电流最大且为正弦波，相当于晶闸管全部被短接时的情况。一般来说，电感大时，谐波电流的含量要小一些。

图 11.8 不同 α 时负载相电压波形及晶闸管导通区间

2. 支路控制三角形联结电路

如图 11.8（b）所示，这种电路由 3 个单相交流调压电路组成，3 个单相电路分别在不同的线电压的作用下单独工作。因此，单相交流调压电路的分析方法和结论完全适用于



支路控制三角形联结三相交流调压电路。在求取输入线电流（即电源电流）时，只要把与该线相连的两个负载相电流求和就可以了。

由于在三相对称负载相电流中 3 的整数倍次谐波的相位和大小都相同，所以它们在三角形回路内流动，而不出现在线电流中。因此，和三相三线星形电路相同，线电流中所含谐波的次数也是 $6k\pm1$（k 为正整数）。通过定量分析可以发现，在相同负载和相同输出电压情况下，支路控制三角形联结电路线电流中谐波含量要小于三相三线星形电路。

11.2　交-交变频电路

本节讲述采用晶闸管的交-交变频电路，这种电路也称为周波变流器（Cycloconvertor）。交-交变频电路是把电网频率的交流电直接变换成可调频率的交流电的变流电路。因为没有中间直流环节，因此属于直接变频电路。

交-交变频电路广泛用于大功率交流电动机调速传动系统，实际使用的主要是三相输出交-交变频电路。单相输出交-交变频电路是三相输出交-交变频电路的基础。因此，本节首先介绍单相输出交-交变频电路的构成、工作原理、控制方法及输入输出特性，然后介绍三相输出交-交变频电路。为了叙述简便，本节把单相输出和三相输出交-交变频电路分别称为单相和三相交-交变频电路。

11.2.1　单相交-交变频电路

1. 电路构成和基本工作原理

图 11.9 所示是单相交-交变频电路的基本原理图和输出电压波形。电路由 P 组和 N 组反并联的晶闸管整流电路构成。变流器 P 和 N 都是相控整流电路，P 组工作时，负载电流 i_0 为正，N 组工作时，i_0 为负。让两组变流器按一定的频率交替工作，负载就得到该频率的交流电。改变两组变流器的切换频率，就可以改变输出频率 ω_0。改变变流电路工作时的触发延迟角 α，就可以改变交流输出电压的幅值。

为了使输出电压 u_0 的波形接近正弦波，可以按正弦规律对触发延迟角 α 进行调制。如图 11.9 波形所示，可在半个周期内让正组变流器 P 的 α 按正弦规律从 90°逐渐减小到 0°或某个值，然后再逐渐增大到 90°。这样，每个控制间隔内的平均输出电压就按正弦规律从零逐渐增至最高，再逐渐降低到零，如图 11.9（b）中虚线所示。另外半个周期可对变流器 N 进行同样的控制。

图 11.9（b）所示的波形是变流器 P 和 N 都是三相半波可控电路时的波形。可以看出，输出电压 u_0 并不是平滑的正弦波，而是由若干段电源电压拼接而成。在输出电压的一个周期内，所包含的电源电压段数越多，其波形就越接近正弦波。因此，交-交变频电路通常采用 6 脉波的三相桥式电路或 12 脉波变流电路。本节在后面的论述中均以最常用的三相桥式电路为例进行分析。

2. 整流与逆变工作状态

交-交变频电路的负载可以是阻感负载、电阻负载、阻容负载或交流电动机负载。这

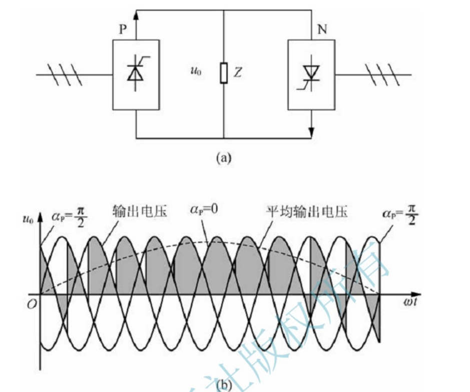


图 11.9　单相交-交变频电路原理图和输出电压波形

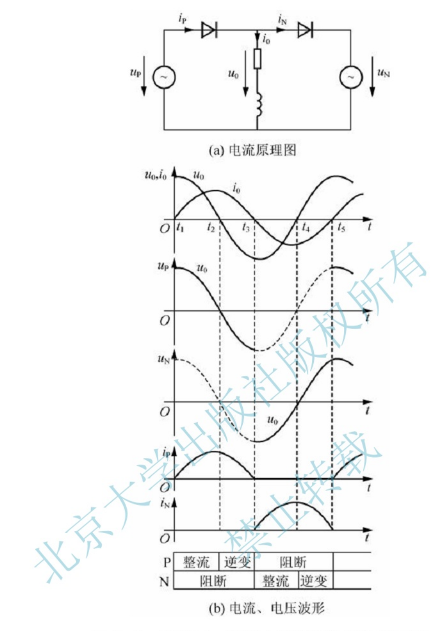
里以阻感负载为例来说明电路的整流工作状态与逆变工作状态，这种分析也适用于交流电动机负载。

如果把交-交变频电路理想化，忽略变流电路换相时输出电压的脉动分量，就可把电路等效成图 11.10（a）所示的正弦波交流电源和二极管的串联。其中，交流电源表示变流电路可输出交流正弦电压，二极管体现了变流电路电流的单方向性。

假设负载阻抗角为 φ，即输出电流滞后输出电压 φ 角。另外，为避免两组变流器之间产生环流（在两组变流器之间流动而不经过负载的电流），两组变流电路在工作时不同时施加触发脉冲，即一组变流电路工作时，封锁另一组变流电路的触发脉冲（这种方式称为无环流工作方式）。图 11.10（b）给出了一个周期内负载电压、电流波形及正反两组变流电路的电压、电流波形。由于变流电路的单向导电性，在 $t_1 \sim t_3$ 期间的负载电流正半周，只能是正组变流电路工作，反组电路被封锁。其中，在 $t_1 \sim t_2$ 阶段，输出电压和电流均为正，故正组变流电路工作在整流状态，输出功率为正；在 $t_2 \sim t_3$ 阶段，输出电压已反向，但输出电流仍为正，正组变流电路工作在逆变状态，输出功率为负。

在 $t_3 \sim t_5$ 阶段，负载电流负半周，反组变流电路工作，正组电路被封锁。其中，在 $t_3 \sim t_4$ 阶段，输出电压和电流均为负，反组变流电路工作在整流状态；在 $t_4 \sim t_5$ 阶段，输出电流为负而电压为正，反组变流电路工作在逆变状态。

可以看出，在阻感负载的情况下，在一个输出电压周期内，交-交变频电路有 4 种工作状态。哪组变流电路工作是由输出电流的方向决定的，与输出电压极性无关。变流电路工作在整流状态还是逆变状态，则是根据输出电压方向与输出电流方向是否相同来确定的。



(a) 电流原理图

(b) 电流、电压波形

图 11.10　理想化交-交变频电路的整流和逆变工作状态

图 11.11 所示是单相交-交变频电路输出电压和电流的波形图。如果考虑到无环流工作方式下负载电流过零的正反组切换死区时间，一周期的波形可分为 6 段，第 1 段 $i_0<0$、$u_0>0$，为反组逆变；第 2 段电流过零，为切换死区；第 3 段 $i_0>0$、$u_0>0$，为正组整流；第 4 段 $i_0>0$、$u_0<0$，为正组逆变；第 5 段又是切换死区；第 6 段 $i_0<0$、$u_0<0$，为反组整流。

当输出电压和电流的相位差小于 90°时，一周期内电网向负载提供能量的平均值为正，若负载为电动机，则电动机工作在电动状态；当二者相位差大于 90°时，一周期内电网向负载提供能量的平均值为负，即电网吸收能量，电动机工作在发电状态。





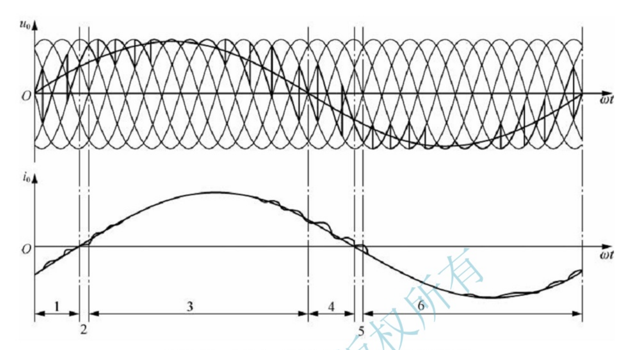


图 11.11 单相交-交变频电路输出电压和电流波形

1～6——周期波形分成的 6 段

3. 输出正弦波电压的调制方法

通过不断改变触发延迟角 α，使交-交变频电路的输出电压波形基本为正弦波的调制方法有多种。这里主要介绍最基本的余弦交点法。

设 U_{d0} 为 $\alpha=0$ 时整流电路的理想空载电压，则触发延迟角为 α 时变流电路的输出电压为

$$\bar{u}_0 = U_{d0}\cos\alpha \tag{11-12}$$

对交-交变频电路来说，每次控制时 α 都是不同的，式（11－12）中的 $\bar{u}_0$ 表示每次控制间隔内输出电压的平均值。

设要得到的正弦波输出电压为

$$u_0 = U_{0m}\sin\omega_0 t \tag{11-13}$$

比较式（11－12）和式（11－13），应使

$$\cos\alpha = \frac{U_{0m}}{U_{d0}}\sin\omega_0 t = \gamma\sin\omega_0 t \tag{11-14}$$

式中，γ 称为输出电压比，$\gamma=\dfrac{U_{0m}}{U_{d0}}$（$0\leqslant\gamma\leqslant1$）。

因此

$$\alpha = \arccos(\gamma\sin\omega_0 t) \tag{11-15}$$

式（11－15）就是用余弦交点法求交-交变频电路触发延迟角 α 的基本公式。

下面用图 11.12 对余弦交点法作进一步说明。在图 11.12 中，电网线电压 u_{ab}、u_{ac}、u_{bc}、u_{ba}、u_{ca} 和 u_{cb} 依次用 $u_{s1}\sim u_{s6}$ 表示，相邻两个线电压的交点对应于 $\alpha=0$。$u_1\sim u_6$ 所对应的同步余弦信号分别用 $u_1\sim u_6$ 表示。$u_{s1}\sim u_{s6}$ 比相应的 $u_1\sim u_6$ 超前 30°。也就是说，



计算机控制时可方便地实现准确的运算，而且除计算 α 外，还可以实现各种复杂的控制运算，使整个系统获得很好的性能。

4．输入输出特性

（1）输出上限频率。交-交变频电路的输出电压是由许多段电网电压拼接而成的。输出电压一个周期内拼接的电网电压段数越多，就可使输出电压波形越接近正弦波。每段电网电压的平均持续时间是由变流电路的脉波数决定的。因此，当输出频率增高时，输出电压一周期所含电网电压的段数就减少，波形畸变就严重。电压波形畸变及由此产生的电流波形畸变和电动机转矩脉动是限制输出频率提高的主要因素。就输出波形畸变和输出上限频率的关系而言，很难确定一个明确的界限。当然，构成交-交变频电路的两组变流电路的脉波数越多，输出上限频率就越高。就常用的 6 脉波三相桥式电路而言，一般认为，输出上限频率不高于电网频率的 1/3 ～ 1/2 。当电网频率为 50Hz 时，交-交变频电路的输出上限频率约为 20Hz。

（2）输入功率因数。交-交变频电路采用的是相位控制方式，因此其输入电流的相位总是滞后于输入电压，需要电网提供无功功率。从图 11.13 可以看出，在输出电压的一个周期内，α 是以 90°为中心而前后变化的。输出电压比 γ 越小，半周期内 α 的平均值越靠近 90°，位移因数越低。另外，负载的功率因数越低，输入功率因数也越低。而且不论负载功率因数是滞后的还是超前的，输入的无功电流总是滞后。

图 11.14 给出了以输出电压比 γ 为参变量时输入位移因数的负载功率因数的关系。输入位移因数也就是输入的基波功率因数，其值通常略大于输入功率因数。因此，图 11.14 也大体反映了输入功率因数和负载功率因数的关系。可以看出，即使负载功率因数为 1 且输出电压比 γ 也为 1，输入位移因数仍小于 1，随着负载功率因数的降低和 γ 的减小，输入位移因数也随之降低。

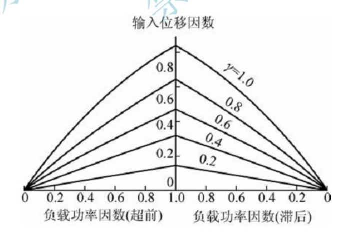


图 11.14　交-交变频电路的输入位移因数

（3）输出电压谐波。交-交变频电路输出电压的谐波频谱是非常复杂的，它既和电网频率 f_i 及变流电路的脉波数有关，也和输出频率 f_0 有关。

对于采用三相桥式电路的交-交变频电路来说，输出电压中所含主要谐波的频率为

$$6f_i \pm f_0, 6f_i \pm 3f_0, 6f_i \pm 5f_0, \cdots$$



$12f_i \pm f_0, 12f_i \pm 3f_0, 12f_i \pm 5f_0, \cdots$

另外，采用无环流控制方式时，由于电流方向改变时死区的影响，将使输出电压中增加 $5f_0$、$7f_0$ 等次谐波。

(4) 输入电流谐波。单相交-交变频电路的输入电流波形和可控整流电路的输入波形类似，但是其幅值和相位均按正弦规律被调制。采用三相桥式电路的交-交变频电路输入电流谐波频率为

$$f_{in} = |(6k \pm 1)f_i \pm 2lf_0| \tag{11-16}$$

式中，$k = 1,2,3,\cdots$；$l = 0,1,2,\cdots$。

和可控整流电路输入电流的谐波相比，交-交变频电路输入电流的频谱要复杂的多，但各次谐波的幅值要比可控整流电路的谐波幅值小。

11.2.2 三相交-交变频电路

交-交变频器主要用于交流调速系统中，因此实际使用的主要是三相交-交变频器。三相交-交变频电路是由三组输出电压相位各差120°的单相交-交变频电路组成的，根据电路接线形式主要有以下两种。

1. 公共交流母线进线方式

图11.15所示是公共交流母线进线方式的三相交-交变频电路原理图，它由3组彼此独立，输出电压相位互差120°的单相交-交变频电路组成，它们的电源进线通过进线电抗器接在公共的交流母线上。因为电源进线端公用，所以三路单相变频电路的输出端必须隔离。为此，交流电动机的3个绕组必须拆开，同时引出6根线。公共交流母线进线式三相交-交变频电路主要用于中等容量的交流调速系统。

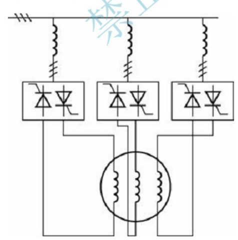


图 11.15 公共交流母线进线方式的三相交-交变频电路原理图

2. 输出星形联结方式

图11.16所示是输出星形联结方式的三相交-交变频电路原理图。三相交-交变频电路的输出端星形联结，电动机的3个绕组也是星形联结，电动机中性点和变频器中性点接在一起，电动机只引3根线即可。因为3组单相变频器连接在一起，其电源进线就必须隔



离，所以 3 组单相变频器分别用 3 个变压器供电。

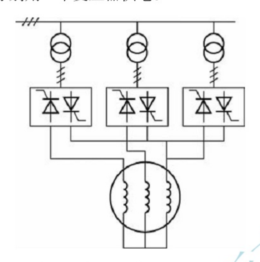


图 11.16　输出星形联结方式的三相交-交变频电路原理图

由于变频器输出中性点不和负载中性点相连接，所以在构成三相变频器的 6 组桥式电路中，至少要有不同相的两组桥中的 4 个晶闸管同时导通才能构成回路，形成电流。同一组桥内的两个晶闸管靠双脉冲保证同时导通。两组桥之间依靠足够的脉冲宽度来保证同时有触发脉冲。

阅读材料：

交-交变频装置的发展

交-交变频装置即直接变频装置，没有中间环节，虽然当前间接的交-直-交变频装置依然是变频器主流，但不能掩盖近些年来交交变频装置的发展。

由于电力电子高频技术、现代控制理论、矢量控制理论的发展，交交变频电路的输出波形质量多年来取得了长足进步，并处于快速发展中，这也从技术上为它的大量应用奠定了基础。另外，相对来说，交交变频电路在原理上、结构上更简单，可靠性高，成本低，尤其在高压大功率场合，因常规的交-直-交变频器需要复杂的控制和保护技术，无意间为交交变频装置的应用让开了市场。

根据本章的讲授，我们知道交交变频电路一般仅限于将高频交流电变换为低频交流电，变频装置作为控制交流电动机的主要应用方向，自然交交变频装置控制的交流电动机，只能是在一定的低速范围内调节电机的速度。但这并不妨碍它在合适的领域的应用，譬如煤矿矿井提升机，近些年在国内开始大面积推广应用，它对调速范围要求不高，相应的价格也比间接变频装置有优势，所以类似的交-交变频装置目前在各类大型起重机、轧钢机等领域也得到广泛的应用。

另外，在风力发电等新能源交流发电机领域，交-交变频电路的应用也处于试验研究阶段。

小结

类似变压器的作用一样，交流调压电路是改变交流电压的电路，典型的调压电路是利用两只晶闸管等开关器件反向并联而成为调压单元，可分为单相和三相调压电路，本章详

细介绍了不同负载形式下的单相和三相交流调压电路的结构、原理、特性等。

直接交-交变频电路由P组和N组反并联的晶闸管整流电路为主构成，详细介绍了单相交交变频电路的工作原理、整流与逆变工作状态、电压调制方法及输入输出特性。然后介绍了三相输出的交-交变频电路的几种结构和工作原理。读者需注意的是，本章介绍的直接交-交变频电路不同于交-直-交变频电路，直接交-交变频电路一般只能将输入的交流电频率变低。

习题

1. 单相交流调压电路，电阻负载时，触发延迟角 α 的移相范围为________，当 $\alpha=$________时，输出电压为最大值，并且此时功率因数 $\lambda=$________。

2. 单相交流调压电路，阻感性负载，设阻抗角 $\varphi=\arctan(\omega L/R)$，触发延迟角 α 的移相范围为________。

3. 阻感负载时，交交变频电路的每组变流器都包含________和________两种工作状态，此时另一组变流器为________状态。

4. 一调光台灯由单相交流调压电路供电，设该台灯可看成电阻负载，在 $\alpha=0$ 时输出（　　）为最大值。

A. 功率　　B. 电流与频率　　C. 频率　　D. 功率与频率

5. 典型单相交交变频电路，可实现（　　）。

A. 低频变高频　　B. 工频变低频

C. 相对输入，输出高频和低频　　D. 低频变工频

6. 单相交-交变频电路，若想改变输出频率，需（　　）。

A. 改变开关管的触发延迟角　　B. 改变交流输出电压幅值

C. 改变两组变流器的切换频率　　D. 改变输入侧交流电频率

7. 交-交变频电路的最高输出频率是多少？制约输出频率提高的因素是什么？

8. 交-交变频电路的主要特点和不足是什么？

9. 三相交-交变频电路有哪两种接线方式？它们有什么区别？

10. 一调光台灯由单相交流调压电路供电，设该台灯可看作电阻负载，在 $\alpha=0°$ 时输出功率为最大值，试求功率为最大输出功率的80%、50%时的开通角 α。

第12章

PWM 控制技术

关键术语： 面积等效原理，SPWM，单相桥式逆变电路，三相桥式逆变电路，调制法，信号波，载波，异步调制，同步调制，规则采样法，PWM 追踪控制，PWM 整流电路。

学过本章后，读者将能够：

熟练描述面积等效原理；

自信地解释 SPWM 波是如何形成的；

掌握调制法控制 PMW 逆变电路的原理；

掌握信号波、载波、异步调制、同步调制、规则采样法等基本概念；

理解 PWM 电流追踪型、电压追踪型、磁通追踪型控制技术原理；

了解 PWM 整流电路的结构和工作原理。

引例：

前述第 8～11 章介绍了各类电力电子主电路，除相控整流电路、部分交流调压电路等之外，各类电力电子主电路中对开关管的控制，几乎完成了 PWM 控制的普及。当前，在采用全控型电力电子器件的场合，很难找到没有采用 PWM 控制技术的了。图 12.1 所示是一种采用了 PWM 控制技术的电力电子装置。



图 12.1 采用 PMW 控制技术的电力电子装置

第 8～11 章讲述了四大类基本的电力电子电路。本章和第 13 章将讲述电力电子电路的两种控制技术。

PWM（Pulse Width Modulation）控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术。即通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需要的波形（含形状和幅值）。

第10章介绍的直流斩波电路实际上采用的就是PWM技术，在该章也首次介绍了PWM的概念。改变脉冲的占空比就是对脉冲宽度进行调制，只是因为输入电压和所需要的输出电压都是直流电压，因此前后各脉冲既是等幅的，也是等宽的，这是PWM控制中最为简单的一种情况。

PWM控制技术在逆变电路中的应用最为广泛，对逆变电路的影响也最为深刻，现在大量应用的逆变电路中，绝大部分都是PWM型逆变电路，可以说PWM控制技术正是有赖于在逆变电路中的应用，才发展得比较成熟，从而确定了它在电力电子技术中的重要地位。正因为如此，本章主要以逆变电路为主要控制对象来介绍PWM控制技术。在第9章中，仅介绍了逆变电路的基本拓扑和工作原理，而没有涉及PWM控制技术，实际上，离开了PWM控制技术，对逆变电路的介绍就是不完整的。因此，把本章内容和第9章的内容结合起来，才能使读者对逆变电路有较为全面的了解。

近年来，PWM技术在整流电路中也开始应用，并显示了突出的优越性。因此，本章也将介绍这部分内容。

12.1　PWM基本原理

在采样控制理论中有一个重要的结论：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同。冲量即指窄脉冲的面积。这里所说的效果基本相同，是指环节的输出响应波形基本相同。如果把各输出波形用傅里叶变换分析，则其低频段非常接近，仅在高频段略有差异。例如，图12.2所示的3个窄脉冲形状不同，其中，图12.2（a）所示为矩形脉冲，图12.2（b）所示为三角形脉冲，图12.2（c）所示为正弦半波脉冲，但它们的面积（即冲量）都等于1，那么，当它们分别加在具有惯性的同一个环节上时，其输出响应基本相同。当窄脉冲变为图12.2（d）所示的单位脉冲函数$\delta(t)$时，环节的响应即为该环节的脉冲过渡函数。

图12.3（a）所示的电路是一个具体的例子，图中$e(t)$为电压窄脉冲，其形状和面积如图12.2所示，为电路的输入。该输入加在可以看成惯性环节的$R-L$电路上，设其电流$i(t)$为电路的输出。图12.3（b）给出了不同窄脉冲时$i(t)$的响应波形。从波形可以看出，在$i(t)$的上升段，脉冲形状不同时$i(t)$的形状也略有不同，但其下降段则几乎完全相同。脉冲越窄，各$i(t)$波形的差异也越小。如果周期性地施加上述脉冲，则响应$i(t)$也是周期性的。用傅里叶级数分解后将可看出，各$i(t)$在低频段的特性将非常接近，仅在高频段有所不同。

上述原理可以称之为面积等效原理，它是PWM控制技术的重要理论基础。

下面分析如何用一系列等幅不等宽的脉冲来代替一个正弦半波。

把图12.4（a）所示的正弦半波分成N等份，就可以把正弦半波看成是由N个彼此相连的脉冲序列所组成的波形。这些脉冲宽度相等，都等于π/N，但幅值不等，而且脉



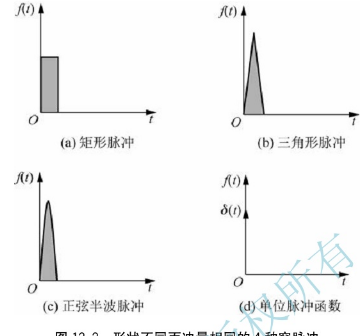


图 12.2　形状不同而冲量相同的 4 种窄脉冲

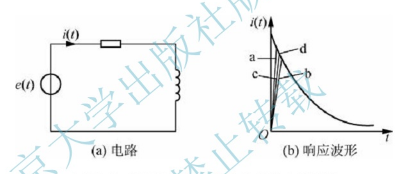


图 12.3　冲量相同的各种窄脉冲的响应波形

冲顶部不是水平直线，而是曲线，各脉冲的幅值按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列利用相同数量的等幅而不等宽的矩形脉冲代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合，且使矩形脉冲和相应的正弦波部分面积（冲量）相等，就得到图 12.4（b）所示的脉冲序列。这就是 PWM 波形。可以看出，各脉冲的幅值相等，而宽度是按正弦规律变化的。根据面积等效原理，PWM 波形和正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到 PWM 波形。像这种脉冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形，也称 SPWM（Sinusoidal-PWM）波形。

当要改变等效输出正弦波的幅值时，只要按照同一比例系数改变上述各脉冲的宽度即可。

PWM 波形可分为等幅 PWM 波和不等幅 PWM 波两种。由直流电源产生的 PWM 波通常是等幅 PWM 波。如直流斩波电路及本章主要介绍的 PWM 逆变电路，其 PWM 波都是由直流电源产生，由于直流电源电压幅值基本恒定，因此 PWM 波是等幅的。本章 12.4 节将要介绍的 PWM 整流电路中，其 PWM 波也是等幅的。不管是等幅 PWM 还是不等幅 PWM 波，都是基于面积等效原理来进行控制的，因此其本质是相同的。

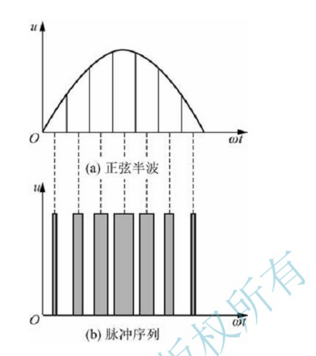


图 12.4　用 PWM 波代替正弦半波

上面所列举的 PWM 波都是 PWM 电压波。除此之外，也还有 PWM 电流波。例如电流型逆变电路的直流侧是电流源，如对其进行 PWM 控制，所得到的 PWM 波就是 PWM 电流波。

直流斩波电路得到的 PWM 波是等效直流波形，SPWM 波得到的是等效正弦波形，这些都是应用十分广泛的 PWM 波。本章讲述的 PWM 控制技术实际上主要是 SPWM 控制技术。除此之外，PWM 波形还可以等效成其他所需要的波形，如等效成所需要的非正弦交流波形等，其基本原理和 SPWM 控制相同，也是基于面积等效原理。

12.2　PWM 逆变电路及其控制

PWM 逆变电路和第 9 章介绍的逆变电路一样，也可分为电压型和电流型两种。本节主要讲述电压型 PWM 逆变电路的控制方法。

12.2.1　调制法

如上节所述，如果给出了逆变电路的正弦波输出频率、幅值和半个周期内的脉冲数，PWM 波形中各脉冲的宽度和间隔就可以准确计算出来。按照计算结果控制逆变电路中各开关器件的通断，就可以得到所需要的 PWM 波形，这种方法称之为计算法。计算法是很繁琐的，当需要输出的正弦波的频率、幅值或相位变化时，结构都要变化。

与计算法相对应的是调制法，即把希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的 PWM 波形。通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波，其中等腰三角波应用最多。因为等腰三角波上任一点的水平宽度和高度成线性关系且左右对称，当它与任何一个平缓变化的调制信号波相交时，如果在交点时刻对电路中



开关器件的通断进行控制，就可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲，这正好符合 PWM 控制的要求。在调制信号波为正弦波时，所得到的就是 SPWM 波形，这种情况应用最广，本节主要介绍这种控制方法。当调制信号不是正弦波，而是其他所需要的波形时，也能得到与之等效的 PWM 波。

由于实际中应用的主要是调制法，下面结合具体电路对这种方法做进一步说明。

图 12.5 所示是采用 IGBT 作为开关器件的单相桥式 PWM 逆变电路。设负载为阻感负载，工作时 V_1 和 V_2 的通断状态互补，V_3 和 V_4 的通断状态互补。具体的控制规律如下：在输出电压 u_0 的正半周，让 V_1 保持通态，V_2 保持断态，V_3 和 V_4 交替通断。由于负载电流比电压滞后，因此，在电压正半周，电流有一段区间为正，一段区间为负。在负载电流为正的区间，V_1 和 V_4 导通时，负载电压 u_0 等于直流电压 U_d；V_4 关断时，负载电流通过 V_1 和 VD_3 续流，$u_0=0$。在负载电流为负的区间，仍为 V_1 和 V_4 导通，因 i_0 为负，故 i_0 实际上从 VD_1 和 VD_4 流过，仍有 $u_0=U_d$；V_4 关断，V_3 开通时，i_0 从 V_3 和 VD_1 续流，$u_0=0$。这样，u_0 总可以得到 U_d 和零两种电平。同样，在 u_0 的负半周，让 V_2 保持通态，V_1 保持断态，V_3 和 V_4 交替通断，负载电压 u_0 可以得到 $-U_d$ 和零两种电平。

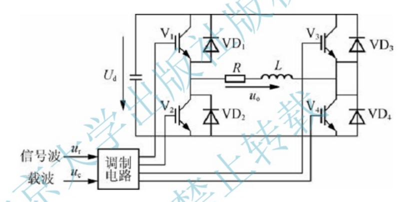


图 12.5 单相桥式 PWM 逆变电路

控制 V_3 和 V_4 通断的方法如图 12.6 所示。调制信号 u_r 为正弦波，载波 u_c 在 u_r 的正半周为正极性的三角波，在 u_r 的负半周为负极性的三角波。在 u_r 和 u_c 的交点时刻控制 IGBT 的通断。在 u_r 的正半周，V_1 保持通态，V_2 保持断态，当 $u_r>u_c$ 时，使 V_4 导通，V_3 关断，$u_0=U_d$；当 $u_r<u_c$ 时，使 V_4 关断，V_3 导通，$u_0=0$。在 u_r 的负半周，V_1 保持断态，V_2 保持通态，当 $u_r<u_c$ 时，使 V_3 导通，V_4 关断，$u_0=-U_d$；当 $u_r>u_c$ 时，使 V_3 关断，V_4 导通，$u_0=0$。这样，就得到了 SPWM 波形 u_0。图 12.6 中的虚线 u_{0f} 表示 u_0 中的基波分量。像这种在 u_r 的半个周期内三角波载波只在正极性或负极性一种极性范围内变化，所得到的 PWM 波形也只在单个极性范围内变化的控制方式称为单极性 PWM 控制方式。

和单极性 PWM 控制方式相对应的是双极性控制方式。图 12.5 所示的单相桥式逆变电路在采用双极性控制方式时的波形如图 12.7 所示。采用双极性方式时，在 u_r 的半个周期内，三角波载波不再是单极性的，而是有正有负，所得的 PWM 波也是有正有负。在 u_r 的一个周期内，输出的 PWM 波只有 $\pm U_d$ 两种电平，而不像单极性控制时还有零电平。仍然在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点时刻控制各开关器件的通断。在 u_r 的正负半周，

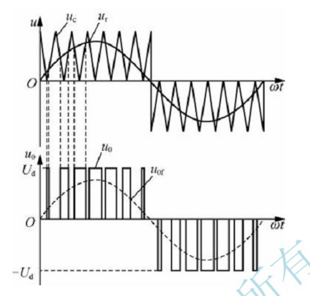


图 12.6 单极性 PWM 控制方式波形

对各开关器件的控制规律相同。即当 $u_r > u_c$ 时，给 V_1 和 V_4 以导通信号，给 V_2 和 V_3 以关断信号，这时如 $i_0 > 0$，则 V_1 和 V_4 导通，如 $i_0 < 0$，则 VD_1 和 VD_4 导通，不管哪种情况都是输出电压 $u_0 = U_d$。当 $u_r < u_c$ 时，给 V_2 和 V_3 以导通信号，给 V_1 和 V_4 以关断信号，这时如 $i_0 < 0$，则 V_2 和 V_3 通，如 $i_0 > 0$，则 VD_2 和 VD_3 导通，不管哪种情况都是 $u_0 = -U_d$。

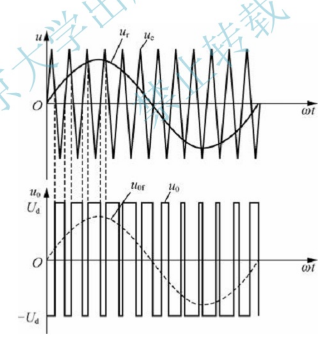


图 12.7 双极性 PWM 控制方式波形

可看出，单相桥式电路既可采取单极性调制，也可采用双极性调制，由于对开关器件通断控制的规律不同，它们的输出波形也有较大的差别。

图 12.8 所示是三相桥式 PWM 逆变电路，这种电路都是采用双极性控制方式。U、V 和 W 三相的 PWM 控制通常共用一个三角波载波 u_c，三相的调制信号 u_{rU}、u_{rV} 和 u_{rW} 依次



相差 120°。U、V 和 W 各相功率开关器件的控制规律相同，现以 U 相为例来说明。当 $u_{rU} > u_c$ 时，给上桥臂 V_1 以导通信号，给下桥臂 V_4 以关断信号，则 U 相相对于直流电源假想中点 N′的输出电压 $u_{UN'} = U_d/2$ 。当 $u_{rU} < u_c$ 时，给 V_4 以导通信号，给 V_1 以关断信号，则 $u_{UN'} = -U_d/2$ 。V_1 和 V_4 的驱动信号始终是互补的。当给 V_1（V_4）加导通信号时，可能是 V_1（V_4）导通，也可能是二极管 VD_1（VD_4）续流导通，这要由阻感负载中电流的方向来决定，这和单相桥式 PWM 逆变电路在双极性控制时的情况相同。V 相及 W 相的控制方式都和 U 相相同。电路的波形如图 12.9 所示。可以看出 $u_{UN'}$ 、$u_{VN'}$ 和 $u_{WN'}$ 的 PWM 波形都只有 $\pm U_d/2$ 两种电平。图 12.9 中的线电压 u_{UV} 的波形可由 $u_{UN'} - u_{VN'}$ 得出。可以看出，当桥臂 1 和 6 导通时，$u_{UV} = U_d$ ，当桥臂 3 和 4 导通时，$u_{UV} = -U_d$ ，当桥臂 1 和 3 或桥臂 4 和 6 导通时，$u_{UV} = 0$ 。因此，逆变器的输出线电压 PWM 波由 $\pm U_d$ 和零 3 种电平构成。参考第 9 章式（9-4）～式（9-6），负载相电压 u_{UN} 可由下式求得

$$u_{UN} = u_{UN'} - \frac{u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}}{3}$$

从波形图和上式可以看出，负载相电压的 PWM 波由 $(\pm 2/3)U_d$ 、$(\pm 1/3)U_d$ 和零 5 种电平组成。

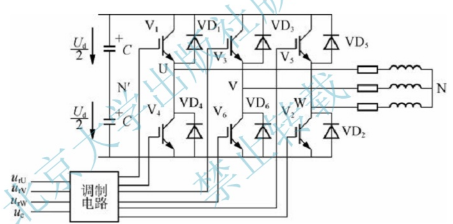


图 12.8　三相桥式 PWM 逆变电路

在电压型逆变电路的 PWM 控制中，同一相上下两个桥臂的驱动信号都是互补的。但实际上为了防止上下两个桥臂直通而造成短路，在上下两桥臂通断切换时要留有一小段上下桥臂都施加关断信号的死区时间。死区时间的长短主要由功率开关器件的关断时间来决定。这个死区时间将会给输出的 PWM 波形带来一定的影响，使其稍稍偏离正弦波。

12.2.2　异步调制和同步调制

在 PWM 控制电路中，载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之比 $N = f_c/f_r$ 称为载波比。根据载波和信号波是否同步及载波比的变化情况，PWM 调制方式可分为异步调制和同步调制两种。

1. 异步调制

载波信号和调制信号不保持同步的调制方式称为异步调制。图 12.9 所示电路波形就

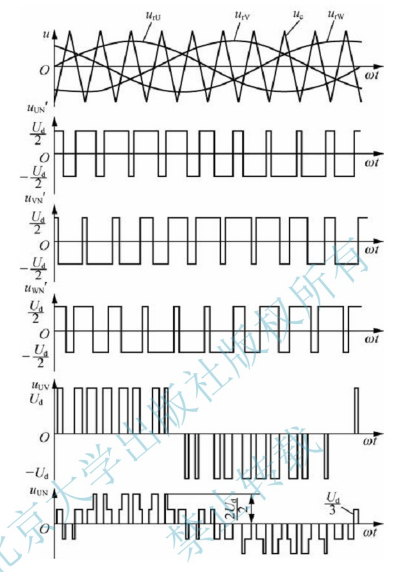


图 12.9　三相桥式 PWM 逆变电路波形

是异步调制三相 PWM 波形。在异步调制方式中，通常保持载波频率 f_c 固定不变，因而当信号波频率 f_r 变化时，载波比 N 是变化的。同时，在信号波的半个周期内，PWM 波的脉冲个数不固定，相位也不固定，正负半周期的脉冲不对称，半周期内前后 1/4 周期的脉冲也不对称。

当信号波频率较低时，载波比 N 较大，一周期内的脉冲数较多，正负半周期脉冲不对称和半周期内前后 1/4 周期脉冲不对称产生的不利影响都较小，PWM 波形接近正弦波。当信号波频率增高时，载波比 N 减小，一周期内的脉冲数减少，PWM 脉冲不对称的影响就变大，有时信号波的微小变化还会产生 PWM 脉冲的跳动。这就使得输出 PWM 波和正弦波的差异变大。对于三相 PWM 型逆变电路来说，三相输出的对称性也变差。因此，在采用异步调制方式时，希望采用较高的载波频率，以使在信号波频率较高时仍能保持较大的载波比。

2. 同步调制

载波比 N 等于常数，并在变频时使载波和信号波保持同步的方式称为同步调制。在基本同步调制方式中，信号波频率变化时载波比 N 不变，信号波一个周期内输出的脉冲数是固定的，脉冲相位也是固定的。在三相 PWM 逆变电路中，通常共用一个三角波载波，且取载波比 N 为 3 的整数倍，以使三相输出波形严格对称。同时，为了使一相的 PWM 波正负半周镜对称，N 应取奇数。图 12.10 所示的例子是 $N=9$ 时的同步调制三相 PWM 波形。

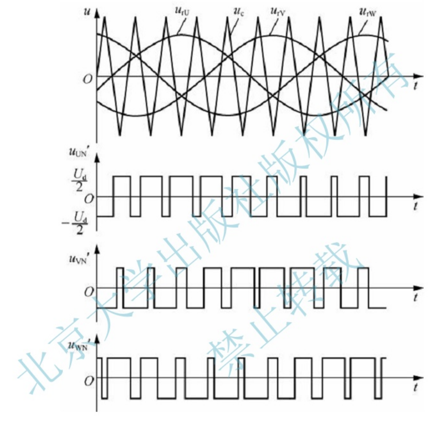


图 12.10 同步调制三相 PWM 波形

当逆变电路输出频率很低时，同步调制时的载波频率 f_c 也很低。f_c 过低时由调制带来的谐波不易滤除。当负载为电动机时也会带来较大的转矩脉动和噪声。若逆变电路输出频率很高，同步调制时的载波频率 f_c 会过高，使开关器件难以承受。

为了克服上述缺点，可以采用分段同步调制的方法。即把逆变电路的输出频率范围划分成若干个频段，每个频段内都保持载波比 N 为恒定，不同频段的载波比不同。在输出频率高的频段采用较低的载波比，以使载波频率不致过高，限制在功率开关器件允许的范围内。在输出频率低的频段采用较高的载波比，以使载波频率不致过低而对负载产生不利影响。各频段的载波比取 3 的整数倍且为奇数为宜。

图 12.11 给出了分段同步调制的一个例子，各频段的载波比标在图中。为了防止载波频率在切换点附近来回跳动，在各频率切换点采用了滞后切换的方法。图中切换点处的实线表示输出频率增高时的切换频率，虚线表示输出频率降低时的切换频率，前者略高于后

者而形成滞后切换。在不同的频率段内，载波频率的变化范围基本一致，f_c 在 1.4～2.0kHz 之间。

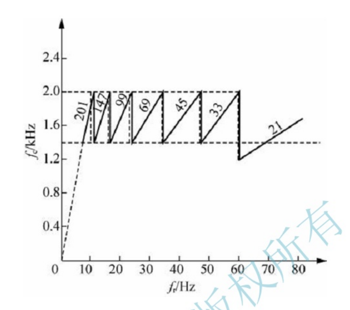


图 12.11　分段同步调制方式举例

同步调制方式比异步调制方式复杂一些，但使用微机控制时还是容易实现的。有的装置在低频输出时采用异步调制方式，而在高频输出时切换到同步调制方式，这样可以把两者的优点结合起来，和分段同步方式的效果接近。

12.2.3　规则采样法

按照 SPWM 控制的基本原理，在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，这种生成 SPWM 波形的方法称为自然采样法。自然采样法是最基本的方法，所得到的 SPWM 波形很接近正弦波。但这种方法要求解复杂的超越方程，在采用微机控制技术时需花费大量的计算时间，难以在实时控制中在线计算，因而在工程上实际应用不多。

规则采样法是一种应用较广的工程实用方法，其效果接近自然采样法，但计算量却比自然采样法小得多。图 12.12 所示为规则采样法说明图。取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c。在自然采样法中，每个脉冲的中点并不和三角波一周期的中点（即峰值点）重合。而规则采样法使两者重合，也就是使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点为对称，这样就使计算大为简化。如图 12.12 所示，在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦信号波采样而得到 D 点，过 D 点作一水平直线和三角波分别交于 A 点和 B 点，在 A 点时刻 t_A 和 B 点时刻 t_B 控制功率开关器件的通断。可以看出，用这种规则采样法得到的脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。

设正弦调制信号波为

$$u_r = a\sin\omega_r t$$

式中，a 称为调制度，$0 \leqslant a \leqslant 1$；$\omega_r$ 为正弦信号波角频率。

从图 12.12 中可得如下关系式



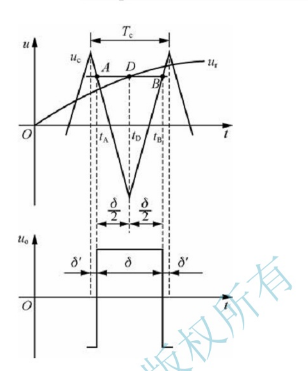


图 12.12 规则采样法说明图

$$\frac{1+a\sin\omega_r t_D}{\delta/2}=\frac{2}{T_c/2}$$

因此可得

$$\delta=\frac{T_c}{2}(1+a\sin\omega_r t_D) \tag{12-1}$$

在三角波的一周期内，脉冲两边的间隙宽度 δ' 为

$$\delta'=\frac{1}{2}(T_e-\delta)=\frac{T_c}{4}(1-a\sin\omega_r t_D) \tag{12-2}$$

对于三相桥式逆变电路来说，应该形成三相 SPWM 波形。通常三相的三角波载波是公用的，三相正弦调制波的相位依次相差 120°。设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为 δ_U 、δ_V 、δ_W ，脉冲两边的间隙宽度分别为 δ'_U 、δ'_V 和 δ'_W ，由于在同一时刻三相正弦调制波电压之和为零，故由式（12-1）可得

$$\delta_U+\delta_V+\delta_W=\frac{3T_c}{2} \tag{12-3}$$

同样，由式（12-2）可得

$$\delta'_U+\delta'_V+\delta'_W=\frac{3T_c}{4} \tag{12-4}$$

利用式（12-3）、式（12-4）可以简化生成三相 SPWM 波形时的计算。

12.2.4 PWM 逆变电路的谐波分析

PWM 逆变电路可以使输出电压、电流接近正弦波，但由于使用载波对正弦信号波调制，也产生了和载波有关的谐波分量。这些谐波分量的频率和幅值是衡量 PWM 逆变电路性能的重要指标之一，因此有必要对 PWM 波形进行谐波分析。这里主要分析常用的双极

性 SPWM 波形。

同步调制可以看成异步调制的特殊情况，因此只分析异步调制方式就可以了。采用异步调制时，不同信号波周期的 PWM 波形是不相同的，因此无法直接以信号波周期为基准进行傅里叶分析。以载波周期为基础，再利用贝塞尔函数可以推导出 PWM 波的傅里叶级数表达式，但这种分析过程相当复杂，而其结论却是很简单而直观的。因此，这里只给出典型分析结果的频谱图，从中可以对其谐波分布情况有一个基本的认识。

图 12.13 给出了不同调制度 a 时的单相桥式 PWM 逆变电路在双极性调制方式下输出电压的频谱图。其中所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r \tag{12-5}$$

式中，$n=1,3,5,\cdots$ 时，$k=0,2,4,\cdots$；$n=2,4,6,\cdots$ 时，$k=1,3,5,\cdots$。

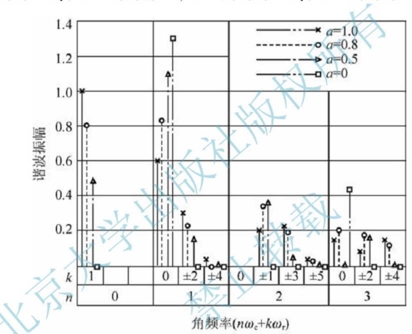


图 12.13 单相桥式 PWM 逆变电路输出电压频谱图

可以看出，其 PWM 波中不含有低次谐波，只含有角频率为 ω_c 及其附近的谐波，以及 $2\omega_c$、$3\omega_c$ 等及其附近的谐波。在上述谐波中，幅值最高、影响最大的是角频率为 ω_c 的谐波分量。

三相桥式 PWM 逆变电路可以每相各有一个载波信号，也可以三相共用一个载波信号。这里只分析应用较多的公用载波信号时的情况。在其输出线电压中，所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r \tag{12-6}$$

式中，$n=1,3,5,\cdots$ 时，$k=3(2m-1)\pm 1$，$m=1,2,\cdots$；

$$n=2,4,6,\cdots \text{时}, k=\begin{cases}6m+1 & m=0,1,\cdots \\ 6m-1 & m=1,2,\cdots\end{cases}$$

图 12.14 给出了不同调制度 a 时的三相桥式 PWM 逆变电路输出线电压的频谱图。和图 12.13 单相电路时的情况相比较，共同点是都不含低次谐波，一个较显著的区别是载波



角频率 ω_c 整数倍的谐波没有了，谐波中幅值较高的是 $\omega_c \pm 2\omega_r$ 和 $2\omega_c \pm \omega_r$ 。

上述分析都是在理想条件下进行的。在实际电路中，由于采样时刻的误差以及为避免同一相上下桥臂直通而设置的死区的影响，谐波的分布情况将更复杂。一般来说，实际电路中的谐波含量比理想条件下要多一些，甚至还会出现少量的低次谐波。

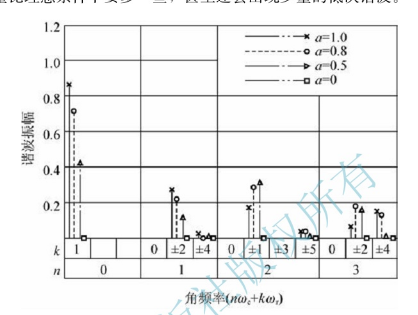


图 12.14　三相桥式 PWM 逆变电路输出线电压频谱图

从上述分析可以看出，SPWM 波形中所含的谐波主要是角频率为 ω_c 、$2\omega_c$ 及其附近的谐波。一般情况下 $\omega_c \gg \omega_r$ ，所以 PWM 波形中所含的主要谐波的频率要比基波频率高得多，是很容易滤除的。载波频率越高，SPWM 波形中谐波频率就越高，所需滤波器的体积就越小。另外，一般的滤波器都有一定的带宽，如按载波频率设计滤波器，载波附近的谐波也可滤除。如滤波器设计为高通滤波器，且按载波角频率 ω_c 来设计，那么角频率为 $2\omega_c$ 、$3\omega_c$ 等及其附近的谐波也就同时被滤除了。

当调制信号波不是正弦波而是其他波形时，上述分析也有很大的参考价值。在这种情况下，对生成的 PWM 波形进行谐波分析后，可发现其谐波由两部分组成。一部分是对信号波本身进行谐波分析所得的结果；另一部分是由于信号波对载波的调制而产生的谐波。后者的谐波分布情况和前面对 SPWM 波所进行的谐波分析是一致的。

12.3　PWM 追踪控制技术

追踪型 PWM 控制技术不是用信号波与载波进行调制，而是把给定的指令值与反馈的实际值相比较，适当变换功率器件开关模式，使实际的输出跟随指令值变化，所以又称为瞬时值 PWM 滞环控制技术。常用的给定信号取电流、电压或磁通（交流电机）信号。

12.3.1　电流追踪型 PWM 控制技术

图 12.15 所示为使用滞环比较器（Hysteresis Comparison Device）的单相逆变器电流

追踪型的控制原理，由于这种控制方式具有普遍性，应用也十分广泛。其工作过程为电流指令 i^* 和输出电流 i 的差值输入到具有滞环特性的比较器输入端，比较器的输出端控制功率器件 IGBT V_1、V_2 的通断，来实现电流的闭环控制。比如 V_1 导通使电流 i 增加，V_2 导通使电流 i 减少，如图 12.15（b）所示，i 追踪者 i^*，在 i^*+I_T 和 i^*-I_T 之间摆动。使电流实际值与给定值的误差控制在 $\pm I_T$。所以滞环宽度的减小使电流的误差值下降，但使功率器件的开关频率增加。

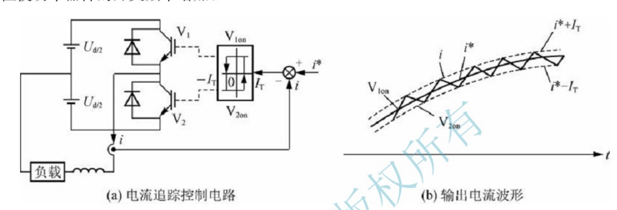


图 12.15 利用滞环比较的电流追踪型控制

三相电流追踪型 PWM 逆变器控制原理如图 12.16（a）所示，相当于 3 个图 12.15（a）所示的电路构成。三相的电流指令为 i_a^*、i_b^* 和 i_c^*，其输出线电压和电流波形如图 12.16（b）所示。可见这种控制方式中：线电压波形的前后半周期里都有相反极性的电压脉冲存在，这将使负载的谐波含量增加。

电流追踪型 PWM 控制的优点是硬件非常简单，电流控制的响应很快；但其缺点为增加了输出电压谐波含量，其频谱与之前的 SPWM 不同，不含特定的频率部分，并且增加了功率器件的开关次数。

12.3.2 电压追踪型 PWM 控制技术

电压追踪型 PWM 的控制原理框图如图 12.17 所示。让输出电压的基波分量 u_1 追踪电压指令 u_1^*。两者之差 $u_1^*-u_1$ 经过积分器或一次延迟电路后送到滞环比较器的输入端，其输出用于控制逆变器桥上功率器件的开关状态。

当 $u_1^*=0$ 时，该电路进入自激振荡，输出波形为方波。所以，另加直流电压使 u_1^* 产生一个偏移，即正负脉冲宽度不同。即使 u_1^* 变化，其变化频率比自激振荡的频率低得多的情况下，u_1 的基波也能追踪 u_1^*，并与之大致相同。

12.3.3 磁通追踪型 PWM 控制技术

图 12.18 所示为磁通追踪型逆变器的控制电路，即电压积分值的电路。输出电压 u_1 经积分器 K/s 后变为磁通 Φ_1。Φ_1 追踪 Φ_1^*，道理与前两种一样。这种电路磁通为恒定值，即 U/F 恒定控制，常用于交流电机。

电压追踪和磁通追踪都可以像图 12.18 一样构成三相桥，在此不一一列举。

(a) 三相电流型追踪控制电路

(b) 输出线电压和电流波形

图 12.16 三相电流追踪型逆变器的控制

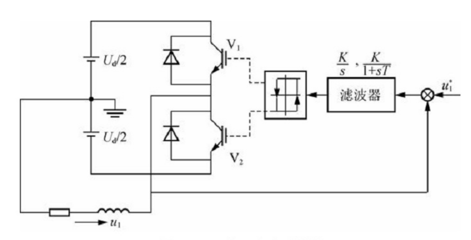


图 12.17 电压追踪型控制

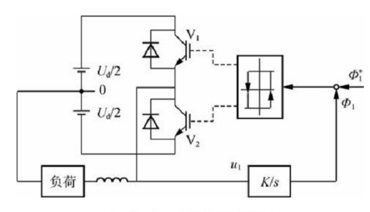


图 12.18　磁通追踪型控制

12.4　PWM 整流电路

相控整流技术经过多年的发展，其应用已经相当普遍。但传统的相控整流技术同时也具有诸多难以克服的缺点。

随着快速全控型器件和 PWM 技术的发展，形成一种集整流和逆变为一体的 PWM 整流器。PWM 整流器用全控型功率器件取代晶闸管或功率二极管，以 PWM 斩控整流方式取代相控整流或不可控整流，已经逐步成为趋势。PWM 整流器具有网侧电流近似为正弦波、网侧功率因数可控、电能可双向传输、具有较快的动态响应等优点。

PWM 整流器已不是一般传统意义上的 AC/DC 变换器。由于电能的双向传输，当 PWM 整流器从电网吸取电能时，其运行于整流工作状态；而当 PWM 整流器向电网传输电能时，其运行于有源逆变工作状态。所谓单位功率因数是指输入电流波形正弦，且当 PWM 整流器运行于整流状态时，网侧电压、电流同相位；当 PWM 整流器运行于有源逆变状态时，其网侧电压、电流反相位。由于 PWM 整流器其网侧电流即功率因数均可控，已被推广应用于有源电力滤波及无功功率补偿等非整流器应用场合。

由于 PWM 电路种类繁多，本节主要对电压型 PWM 电路的结构，控制策略进行简单分析。

12.4.1　单相电压型桥式 PWM 整流电路

1. 电路拓扑结构

单相电压型桥式 PWM 整流电路最初出现在电力机车交流传动系统中，为牵引变流器提供直流电源，单相电压型 PWM 整流电路结构如图 12.19 所示，每个桥臂由一个全控器件和反并联的整流二极管组成。L_N 为交流侧附加的电抗器，起平衡电压，支撑无功功率和储存能量的作用。图 12.19 中 $u_N(t)$ 是正弦波电网电压；U_d 是整流器的直流侧输出电压；$u_S(t)$ 是交流侧输入电压，为 PWM 控制方式下的脉冲波，其基波与电网电压同频率，幅值和相位可控；$i_N(t)$ 是 PWM 整流器从电网吸收的电流。电网可以通过整流二极管 VD_1～VD_4 完成能量从交流侧向直流侧的传递，也可以经全控器件 V_1～V_4 从直流侧逆变为交流，反馈给电网。所以，PWM 整流器的能量变换是双向的，而能量的传递趋势是整流还



是逆变，主要由 $V_1 \sim V_4$ 的脉宽调制方式而定。

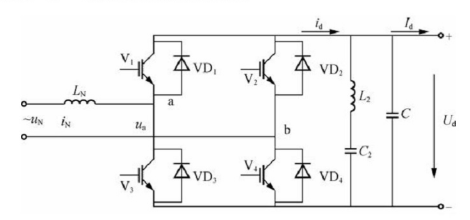


图 12.19　单相电压型 PWM 整流电路结构

图 12.19 中串联型滤波器 L_2C_2，其谐振频率为基波频率的 2 倍，从而可以短路掉交流侧的偶次谐波。

2. 工作原理

图 12.20 所示是单相 PWM 电压型整流电路的运行方式相量图，u_{s1} 设为交流侧电压 u_s 的基波分量，i_{N1} 为电流 i_N 的基波分量，在忽略电网电阻的条件下，对于基波分量，有下面的相量方程成立，即

$$U_N = U_{s1} + j\omega L_N I_{N1} \tag{12-7}$$

可以看出，如果采用合适的 PWM 方式，使产生的调制电压与网压同频率，并且调节调制电压，以使得流出电网电流的基波分量与网压相位一致或正好相反，从而使得 PWM 整流器工作在图 12.20 所示的整流或逆变的不同工况，来完成能量的双向流动。

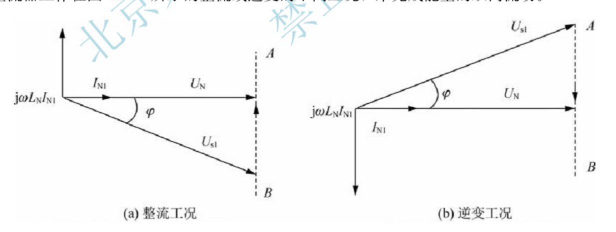


图 12.20　单相电压型 PWM 整流电路运行方式相量图

12.4.2　三相桥式 PWM 整流电路结构

三相电压型 PWM 整流器拓扑结构如图 12.21 所示，这是最基本的 PWM 整流电路之一，应用也最为广泛。图 12.21 中 u_a、u_b、u_c 为交流侧的三相电源，i_a、i_b、i_c 为三相交流侧的电流，u_d 为直流侧的电压，L 为电抗器及线路的电感，C 为直流滤波电容，容量较大

时为有极性电容。

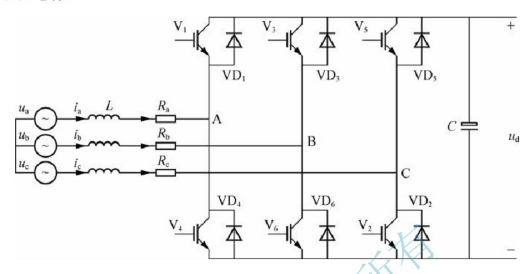


图 12.21　三相电压型 PWM 整流电路结构

电压型三相桥式 PWM 整流具有更快的响应速度和更好的输入电流波形。稳态工作时，输出直流电压不变，开关器件按正弦规律脉宽调制，整流器交流侧的输出电压和逆变器相同，忽略整流器输出交流电压的谐波，变换器可以看作是可控正弦三相电压源，它和正弦的电网电压共同作用于输入电感，产生正弦电流波形，适当控制整流器输出电压的幅值和相位，就可以获得所需大小和相位的输入电流。

三相电流型 PWM 整流器拓扑结构如图 12.22 所示，其中，直流侧 L_d 为大电感，用于稳定直流侧电流，使输出特性为电流源特性。利用正弦调制方法控制直流电流 I_d 在各开关器件的分配，使交流电流波形接近正弦波，且和电源电压同相位，交流侧电容的作用是滤除与开关频率有关的高次谐波。电流源型整流器的优点是：①由于输出电感的存在，短路时电流的上升速度受到抑制；②开关器件直接对直流电流进行脉宽调制，所以输入电流控制简单，控制速度快。电流源型整流器的缺点是：①整流器输出电感的体积、质量和损耗较大；②常用的全控型器件都是双向导通的，使主电路通态损耗增大。

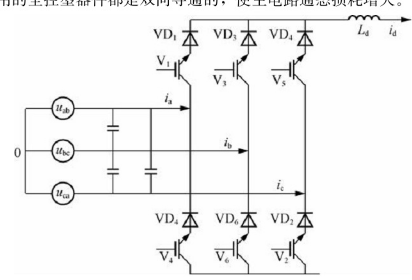


图 12.22　三相电流型 PWM 整流电路结构

阅读材料：

PWM 整流器发展展望

PWM 整流器可以实现功率因数校正、谐波抑制，且电能可双向流动等优点。早在 20 世纪 70 年代，国外就开始了该项技术的基础研究。从 80 年代后期开始，随着全控型器件的问世，采用全控型器件实现 PWM 高频整流的研究进入高潮。

这当中，控制技术是 PWM 整流器发展的关键。

随着 PWM 整流器在工业领域的广泛应用和电力电子技术的不断发展，对 PWM 整流器控制策略的研究将不断深入，其控制技术主要向以下几方面发展：①在电网不平衡条件下 PWM 整流器的控制技术研究。目前关于电网处于不平衡状态时，PWM 整流器的研究主要围绕整流器网侧的电感及直流侧电容的设计准则，或者是通过控制系统本身去改善和抑制整流器输入侧的不平衡因素。为了使 PWM 整流器在电网处于不平衡状态下仍能正常运行，必须提出相应的控制策略。②将非线性控制理论应用到 PWM 整流器控制技术中。为提高 PWM 整流器的性能，国内外学者开始将非线性状态反馈控制、非线性大信号方法以及无源性控制理论应用到 PWM 整流器控制中。仍然需要研究的共同问题是最佳能量函数和反馈控制律的确定方法。③智能控制技术的研究。针对 PWM 整流器的双闭环控制结构中 PI 调节器的参数难以确定，以及系统参数具有非线性和时变性的问题，为进一步提高 PWM 整流器的性能，将模糊控制和神经网络控制结合起来，利用模糊逻辑的智能推理机制和神经网络的自学习能力，将能组成更好的控制方案。

可以预测的是，随着电力电子技术的不断发展，PWM 整流器控制技术将会不断地发展和深入，从而促进 PWM 整流器更广泛地应用在更广阔的领域。

小结

PWM 控制技术的理论基础是面积等效原理。基于面积等效原理，文中给出了 SPWM 的机理。

PWM 控制技术用于逆变电路的控制是本章重点，通过对逆变电路的控制，引出了 PWM 控制的诸多概念和控制方式。调制法优于计算法有广泛应用，调制法是基于预输出的正弦波作为信号波，以及三角波构成的载波，二者相比较采样相应点进行 PWM 开关动作控制逆变电路。在调制法应用中，调制方式分异步调制和同步调制；在波形采样中常采用规则采样法，优于自然采样法；PWM 技术控制逆变电路中产生的谐波问题则不能忽视。

第二种较广泛的 PWM 应用控制技术是 PWM 追踪控制技术，本章介绍了电流追踪型、电压追踪型和磁通追踪型的 PWM 控制技术原理。

PWM 整流电路应用越来越多，本章简要介绍了单相电压型桥式 PWM 整流电路和三相电压电流型桥式 PWM 整流电路的结构和工作原理。

习题

1. PWM 控制的理论基础是__________。

2. 在电压型 SPWM 逆变电路中，把希望输出的波形作为__________，又叫__________；把接受调制的信号作为__________，常用（等腰）三角波。

3. 电压型 SPWM 逆变电路，__________频率越高，输出电压波形越平滑，越接近于正弦波。

4. 在 PWM 控制电路中，载波频率与调制信号频率之比称为载波比，根据载波和信号波是否同步及载波比的变化情况，PWM 调制方式可分为__________调制和__________调制两种。

5. 在规则采样法中，使每个 PWM 脉冲的中点都以相应的__________中点为对称，从而使计算量简化。

6. 若增大 SPWM 逆变电路的输出电压基波频率，可采用的控制方法是（　　）。

A. 增大三角波幅度　　B. 增大正弦调制信号波频率

C. 增大三角波频率　　D. 增大正弦调制信号波幅度

7. 按照 SPWM 控制的基本原理，在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，这种生成 SPWM 波形的方法称为（　　）。

A. 计算法　　B. 规则采样法　　C. 调制法　　D. 自然采样法

8. 试说明 PWM 控制的基本原理。

9. 单极性和双极性 PWM 调制有什么区别？在三相桥式 PWM 型逆变电路中，输出相电压（输出端相对于直流电源中点的电压）和线电压 SPWM 波形各有几种电平？

10. 什么是异步调制？什么是同步调制？两者各有何特点？

11. 什么是 SPWM 波形的规则化采样法？和自然采样法比规则采样法有什么优点？

12. 什么是电流跟踪型 PWM 变流电路？采用滞环比较方式的电流跟踪型变流器有何特点？

13. 什么是 PWM 整流电路？它和相控整流电路的工作原理和性能有何不同？

第13章

软开关技术

关键术语： 软开关，硬开关，谐振变流器，软开关应用电路。

学过本章后，读者将能够：

能熟练描述什么是软开关，什么是硬开关；

掌握3种基本的软开关实现电路及其工作原理；

了解3种软开关技术典型应用领域及其原理。

引例：

软开关技术某种意义上类似于PWM控制技术，它也是根植于各类电力电子电路当中，软开关技术尤其在诸如开关电源、变频器，以及其他高频电力电子电路场合中出现，图13.1示出了一些领域的应用。



(a) 采用软开关技术的焊机



(b) 采用软开关技术的开关电源



(c) 采用软开技术的汽车（电子系统电源）



(d) 采用软开关技术的变频器

图13.1 软开关技术应用领域

现代电力电子装置的发展趋势是高频化和大功率化。大功率电力电子器件在开关时，

电压和电流的波形发生剧变，开关损耗和应力都很大，并在装置的输入输出及周围产生高频电磁干扰（Electro Magnetic Interference，EMI），同时使电网输入电流波形严重失真，并含有大量谐波分量。软开关技术解决了电路中开关损耗与开关噪声等问题，并使开关频率得以提高。

13.1　软开关原理

在前面所分析的4种电力电子基本变换电路中，开关器件都作为理想开关进行处理，认为开关在瞬间完成，并没有讨论开关过程对于器件和电路的影响。这样是为了便于理解主电路的工作原理，但是实际电路中开关过程是客观存在的。图13.2所示为开关器件在高电压、大电流的情况下进行开关的实际电压和电流波形。

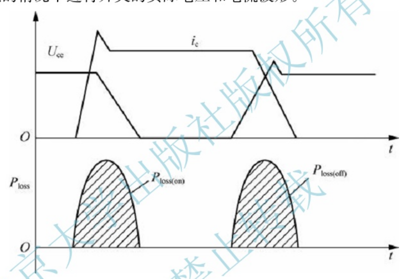


图13.2　开关器件开关时的电压和电流波形

功率器件在开通时，电压下降与电流上升存在一个重叠区，产生的损耗称为开通损耗（Turn-on Loss）。功率器件在关断时，其电压上升与电流下降也有一个重叠区，产生的损耗称为关断损耗（Turn-off Loss）。这种开关过程称为硬开关（Hard Switching）。因此在功率器件工作时，产生的开通损耗和关断损耗统称为开关损耗（Switching Loss）。在一定条件下，开关器件频率越高，总的开关损耗就越大，变换器的效率就越低。

功率器件工作在硬开关时还会产生高的$\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$和$\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$，从而产生较大的电磁干扰。图13.3给出了感性负载时，开关器件工作在硬开关条件下的开关轨迹，图中虚线为功率器件的安全工作区（Safety Operation Area，SOA），如果不改善开关器件的开关条件，其开关轨迹很可能会超出安全工作区，导致开关器件的损坏。

为了消除开关过程中电压与电流的重叠区，有两种方法：零电压开通和零电流关断。在功率器件开通时电压先降到零，称为零电压开通，此时开通损耗为零；关断时，电流先降到零，称为零电流关断。在这种条件下，开关损耗为零。通常情况下，不再指出开通或关断，仅称为零电压开关（Zero Voltage Switching，ZVS）或零电流开关（Zero Current Switching，ZCS），如图13.4所示。

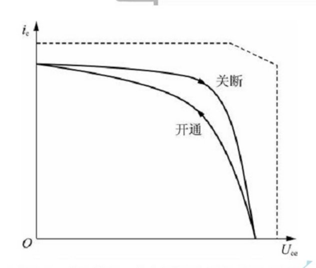


图 13.3　功率器件工作在硬开关条件下的开关轨迹

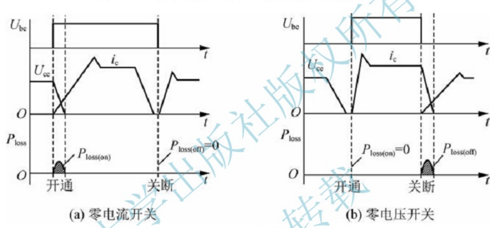


图 13.4　功率器件实现软开关波形图

在零电流开关状态下，开通过程中限制电流的上升率；在零电压开关状态下，关断过程中限制电压的上升率。同样有效地减小了电压和电流的重叠区，开关损耗将大大减小。

上述减少功率器件的开关损耗、电压峰值和电流峰值、改善 du/dt 、di/dt 等开关技术都统称为软开关（Soft Switching）技术。图 13.5 给出了功率器件在软开关条件下的开关轨迹，从图中可以看出，此时功率器件的工作条件很好，不会超出安全工作区。

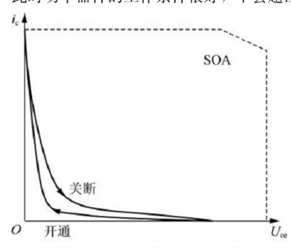


图 13.5　功率器件工作在软开关条件下的开关轨迹

13.2 软开关技术简介

前面介绍了软开关的定义和基本原理，以下将对软开关的几种基本电路进行讲解。

13.2.1 软开关的基本电路

软开关的基本结构有3种：串联电感、并联电容和反并联二极管，3种结构如图13.6所示。

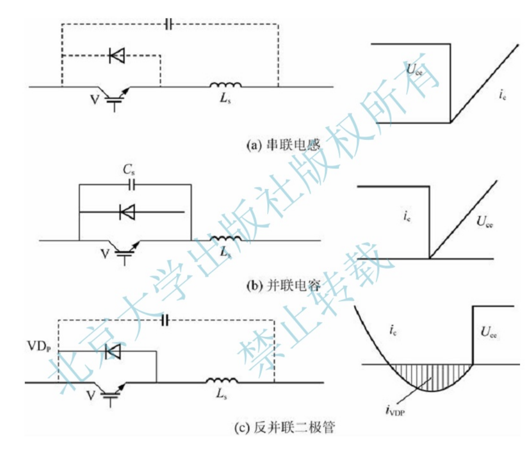


图 13.6 软开关电路的基本结构

1. 串联电感

在开关器件线路中串联电感式ZCS的基本结构。开关导通时，抑制 $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$，消除了 U、i 的重叠时间以防止发生开关损耗，这样可以在任意时刻以ZCS开通。但在关断之前，串联电感上的能量要释放完全（电流为零），以保证器件安全关断。

2. 并联电容

在开关器件上并联电容式ZVS的基本结构。开关器件关断时，可以抑制 $\mathrm{d}u/\mathrm{d}t$，消除 u、i 的重叠时间，以免发生关断损耗，任意时刻都可以ZVS关断。但器件开通之前，并联电容上的电荷要释放完全，以确保器件安全开通。

3. 反并联二极管

当外电路电流流经二极管时，开关器件处于零电压、零电流状态。此时，开关或关断开关器件，都是 ZVS、ZCS 动作。外电路由 LC 无源器件、辅助开关等谐振电路和辅助电路构成，有的时候也与电容和电感一并使用。

另外，串联二极管也可以使功率器件在工作时达到零电压、零电流状态，但因为存在导通损耗，一般不予采用。

13.2.2 ZCS 型准谐振变流器

ZCS 型准谐振变流器利用串联电感实现 ZCS 导通，谐振时电感放电，再利用反并联二极管进行关断，其基本结构如图 13.7 所示。在逆导型的功率器件上串联谐振电感 L_r，外侧并联谐振电容 C_r，形成零电流谐振开关。图 13.8 所示为其开关波形和开关轨迹。t_0 时刻开关器件导通，由于 L_r 的初始电流为零，开关动作属于 ZCS，t_0 时刻后有以下 4 个动作区间。

预备期间 $t_0 \sim t_1$：到 t_1 时刻，$i_{Lr} = I$，续流二极管的电流为零。

谐振期间 $t_1 \sim t_3$：谐振的后半期内，i_{Lr} 变负，反并联二极管导通，此期间关断开关。

恢复期间 $t_3 \sim t_4$：t_4 时刻，续流二极管的电压为零。

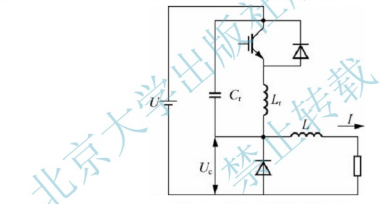


图 13.7 ZCS 型准谐振变流器

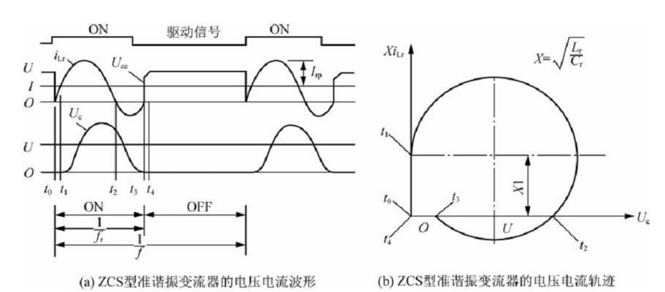


图 13.8 ZCS 准谐振变流器电压电流波形与轨迹

稳态期间 t_4 ～：I 流过续流二极管，谐振停止。该区间可以持续到任意时刻。

谐振开关 t_0 ～ t_4 期间的连续动作中途不能停止，输出电压为 U_c 的平均值，一固定导通时间控制。该变流器没有功率器件和续流二极管之间的短路状态，开通与关断都属于 ZCS 型。由于谐振电流的叠加，功率器件的有效值增大，导通损耗在最大输出功率时为硬开关的 1.5 倍以上，1/2 负载时达到 3 倍。

使用 ZCS 方式使器件导通时，器件的极间电容上积蓄的电荷都被短路掉，使这部分能量白白流失。因此，一般 ZCS 只用在 500kHz 以下的场合。

13.2.3 ZVS 型准谐振变流器

ZVS 型准谐振变流器是利用并联电容使功率器件以 ZVS 形式关断。谐振电容放电是通过串联二极管导通来工作的，也有的电路把串联二极管改为并联二极管。其基本结构如图 13.9 所示，开关上并联谐振电容 C_r，其外侧串联谐振电感 L_r 构成零电压谐振开关。图 13.10所示为其电压电流波形和电压电流轨迹，动作原理跟 ZCS 几乎是对偶的，也分为 4 个动作期间。在 t_0 时刻，C_r 初始电压为零，以零电压关断。

预备期间 t_0 ～ t_1：C_r 以电流 I 充电，t_1 时刻续流二极管的电压为零。

谐振期间 t_1 ～ t_3：续流二极管导通，L_rC_r 谐振。在该期间的后半段 t_2 ～ t_3 内，U_c 为负，串联二极管阻断了电压，此期间以零电压开通。

恢复期间 t_3 ～ t_4：i_L 增大，到 t_4 时刻 $i_L = I$，续流二极管的电流为零。

稳态期间 t_4 ～：开关导通，I 流经开关，谐振停止。该期间可任意持续。

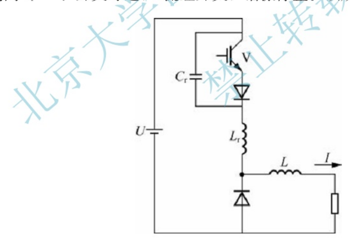


图 13.9　ZVS 型准谐振变流器的基本结构

ZVS 型准谐振变流器的关断时间是固定的，通过控制频率可以控制输出电压 U_0。ZVS 型准谐振实现零电压开通时，谐振电压的峰值高于电源电压。由于峰值电压正比于 I，如果 I 太小［图 13.10（b）中 I'］，则 U_c 的最小值达不到零，满足不了零电压的导通条件。

谐振 ZVS 功率器件的极间电容是谐振电路的一部分，不会造成损耗，适用于 500kHz 以上的高频动作，但是负载范围窄，只适用于固定负载或接近于固定的负载。使用谐振开关能比较容易得到 ZCS、ZVS，从而减小开关损耗。与传统的 PWM 比较，开关频率可提

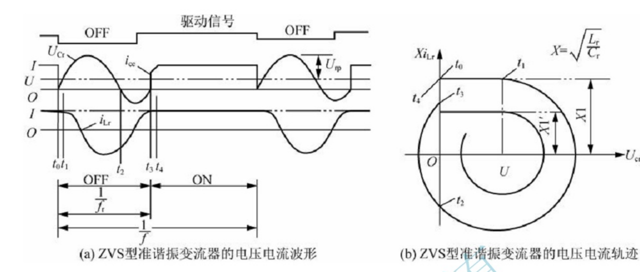


图 13.10　ZVS 准谐振变流器电压电流波形与轨迹

高 10～100 倍。但是，这种方式开关存在以下问题：功率器件的电流有效值增加，功率器件的电压峰值增大，频率和负载相对固定。

13.2.4　软开关注意的问题

（1）部分谐振 PWM：为了使效率尽量和硬开关时接近，必须防止器件电流有效值的增加。因此，在一个开关周期内，仅在器件开通和关断时使电路谐振，称为部分谐振。

（2）无损耗缓冲电路：使串联电感或并联电容上的电能释放时不经过电阻或功率器件。

（3）IGBT 器件：IGBT 器件关断时有拖尾电流，对关断损耗有很大的影响。因此，关断时采用零电流时间比较长的 ZCS 更为合适。

（4）并联谐振：在构造部分谐振电路时，应避免主电路通过谐振电路，即谐振电感应与主电路并联。谐振型 PWM 除了导通损耗增加、器件的峰值电压增大等缺点外，其效率与硬开关 PWM 差不多。

13.3　软开关典型应用

由于软开关所涉及的器件和电路非常广，其电路形式也是多种多样，大多采用 LC 谐振的方式，吸收开关中的能量。但是软开关技术并不是本书的重点，因此，本小结只介绍几种简单的软开关应用电路，并不能涵盖业界全部主要的电路形式。开关器件则以 IGBT 为代表，由于 IGBT 在关断时具有拖尾电流，不能立即关断，因此，在设计主电路时，有必要对其开关过程进行调整，使其工作在软开关状态。

13.3.1　DC-DC 变换

1. ZVS 准方波变流器

ZVS 准方波变流器中电压波形接近方波，称为 ZVS 准方波变流器（Quasi-Square-

Wave Converter)。图 13.11 中开关 V_1、V_2 交互导通，滤波电感 L 值很小，使得电感电流的脉动振幅大于平均电流。V_1 关断之前有正电流，利用并联电容 C_r 以 ZVS 关断。由于 C_r 放电，辅助器件的反并联二极管导通，辅助器件以 ZVS 导通。

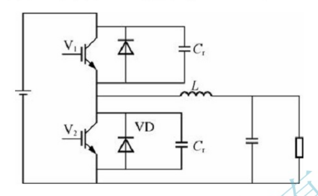


图 13.11　ZVS 准方波变流器电路

优点：电路简单，器件的峰值电压小；缺点：器件的峰值电流和关断电流都很大，负载范围小。

2. ZVT PWM 变流器

ZVT PWM 变流器是部分谐振型 ZVS PWM 变流器的改进型，称 ZVT 变流器（Zero Voltage Transition Converter)。主电路电流不经过谐振电感，基本上没有谐振 ZVS 的缺点，即器件的峰值电压等于电源电压，不需要反向耐压，由于谐振，没有电感引起的导通损耗。

图 13.12 所示为 ZVT PWM 降压变流器的结构。主器件 V 导通前，让辅助器件 V_1 导通，用 L_r 的电流提供给 L。与此同时，L_rC_r 共振，C_r 经 V_1 向 L_r 放电。放电结束后，使 V 以 ZVS 导通。此后，使 V_1 关断，L_r 的电流通过 VD_1 返回电源。任意时刻即使 V 关断，由于 C_r 存在，该关断仍然是以零电压动作的。

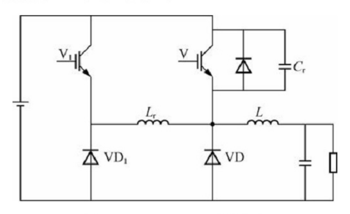


图 13.12　ZVT PWM 变流电路

优点：V、VD 都是软开关动作，耐压和电流有效值与硬开关 PWM 一样；缺点：V_1 的导通是 ZCS，而关断时是硬开关。因电流有效值小，使用高速器件更好。

3. ZVT PWM Boost 变流器

把 ZVT PWM 变换器的基本思路应用在 Boost 电路上就可以得到图 13.13 所示的

ZVT PWM Boost 变换器及其主要电量波形图。

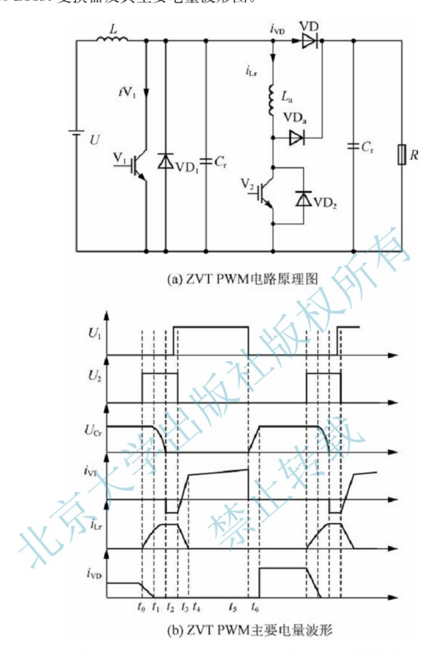


图 13.13　ZVT PWM Boost 电路原理图及主要电量波形图

从图 13.13 可以看出，在主开关管 V_1 开通之前，开通辅助开关管 V_2，谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 开始谐振工作，电感电流 i_{Lr} 开始上升，电容 C_r 电压开始下降到零时，V_1 的反并联二极管 VD_1 导通，把主管 V_1 电压箝在零位，此时开通主管 V_1 就是零电压开通。该变换器的优点：①实现了主开关管 V_1 和升压二极管 VD 的软开关；②辅助开关管是零电流开通，但有容性开通损耗；③主开关管和升压二极管中的电流、电压应力与不加辅助电路一样；④在任意负载和输入电压范围内均可实现 ZVS，辅助电路工作时间很短，其电流有效值很小，因此损耗很小；⑤实现了恒定频率控制。该电路的缺点：辅助开关管的关断损耗比较大，比不加辅助电路时主开关的损耗还要大，因此有必要改善辅助开关管的关断条件。

为了改善辅助开关管的关断条件，对 Boost ZVT PWM 变换器进行改进，如图 13.14 所示。

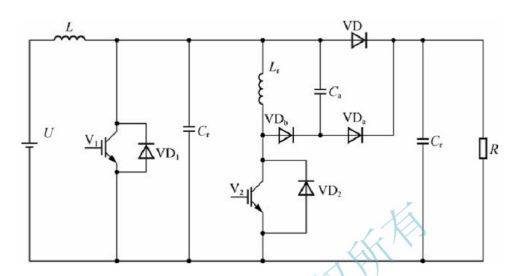


图 13.14 ZVT PWM 主电路改进原理图

主要电量波形同上，辅助开关管 V_2 是在辅助电容 C_a 缓冲作用下关断的，能有效地缓冲辅助开关管 V_2 关断时电压的上升率，基本实现了辅助开关管的软关断。

改进型 ZVT PWM 变换器保留了 ZVT PWM 变换器的所有优点，还带来了以下优点：①辅助开关管是零电压关断的；②辅助电容既可作为主开关管的缓冲电容，又可作为辅助开关管的缓冲电容；③辅助电感的峰值电流比 ZVT PWM 变换器的小。

ZCT/ZVT PWM 电路是软开关技术中较成功的一种，它简单、高效、容易实现，而且在很宽的输入电压变化范围和很大的负载变化范围内都能实现软开关，特别适用于大功率应用场合，是目前应用研究的最广泛的软开关电路。

13.3.2 AC-DC 变换

1. 单相高功率因数变流器

在学习这部分内容之前，需要先介绍一下不连续模式控制的原理。不连续模式控制的高功率因数变流器可以看成是在整流电路上加斩波器构成的。因此，与斩波器的分类一样，有升压、降压、升降压 3 种类型，其中升压用得最广泛。图 13.15 所示为单相高功率因数变流器，假定串联电感 L_1 较小，用简单的占空比固定控制方法实现高频开关动作，利用 L_1 电流的不连续性使输入电流接近于正弦。

开关器件 V_1 一导通，电感上就加有交流电源的整流电压 U_{in}，电感电流上升。V_1 一旦关断，电感电流按输出直流电压 U_{dc} 和电源电压 U_{in} 之差成正比减少。该电流为零后，再进行下一轮的触发导通、关断，这就是不连续模式控制。电感 L_1 的电流如图 13.15（b）所示，是三角波状的脉冲列。V_1 导通时，L_1 电流的面积 S_1 与 U_{in} 成正比；但 V_1 关断后，L_1 电流的面积 S_2 正比于 U_{in} 的二次方。

交流输入电流等于 L_1 的电流减去 LC 滤波器滤除的谐波电流，如图 13.15（c）所示，接近于正弦波。此时，U_{dc} 增大，S_2 将变小，S_1 的比例相对变大，输入电流更接近正弦波。



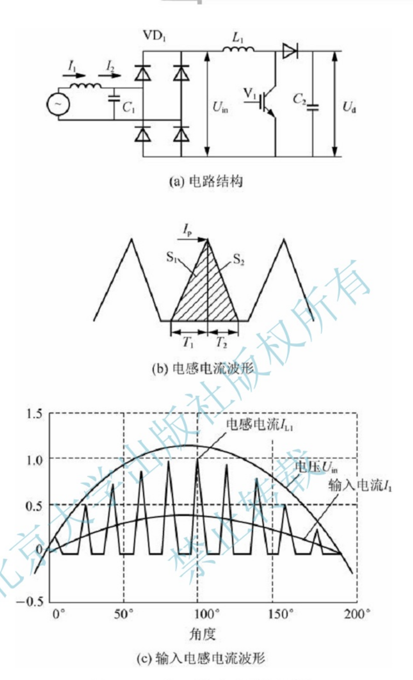


图 13.15　升压型高功率因数变流器

U_{dc} 越小，S_2 的比例就越大，输入电流的失真就越严重。

在图 13.15 所示的电路中，电感电流不连续，开关器件的开通是 ZCS 方式。但是，关断时电感电流从峰值关断，是硬开关动作，因此，关断时开关损耗和浪涌电流很大。图 13.16所示是改进型电路，该电路上接有无损耗缓冲电路，两个开关器件 V_1 和 V_2 同时导通和关断。V_1、V_2 关断后，电流经 L_r 、VD_{c1}、C_r 、VD_{c2} 给电容 C_r 充电。C_r 充电的时间比 V_1、V_2 的关断时间长得多，因此，从原理上说，V_1、V_2 是以 ZVS 方式关断的，从而开关损耗和浪涌电压很小。电容 C_r 的电压能增加交流输入电压过零附近输入电流的数值，因此改善了电流波形。

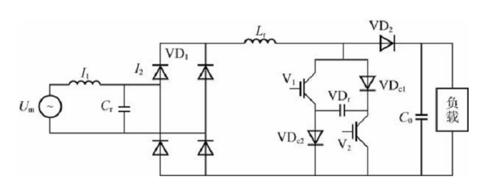


图 13.16　升压型高功率因数变流器

2. 三相高功率因数变流器

图 13.17 所示是升压型电感不连续模式的三相单开关高功率因数变流器的基本结构，三相一起用一个开关器件控制。其动作原理与单相高功率因数变流器基本一样。根据输出功率的需要，相应的调整占空比，使开关器件 V_1 导通，可以得到输入高功率因数。

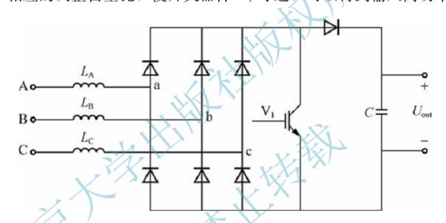


图 13.17　三相单开关高功率因数变流器

如图 13.17 所示，开关器件 V_1 导通，a、b、c 这 3 个端子都被二极管整流桥短路。因此，各相升压电感 L_A 、L_B 、L_C 的电流与各相输入电压的时间积分成比例增加。器件 V_1 关断，电感的电流按照各相电压和输出电压之差的时间积分成比例减少。设计时应在升压电感为零后，才进入下一周期。

由于是三相电路，3 的倍数次谐波电流形成环流与输入电流无关，功率因数比单相时还高。为了得到高功率因数，必须使输入直流电压比输入线电压峰值高得多。脉宽调制对减少单相不连续模式下的波形失真很有效。但在三相情况下则不然，对某相抑制谐波有效的调制方式反而增大其他相的谐波，因此综合失真率不会改善。

13.3.3　DC-AC 变换

逆变器的软开关电路根据谐振电路和辅助电路在逆变主电路上的不同位置可分为谐振 DC 环节方式、谐振极方式、负载谐振方式、辅助谐振缓冲电路方式等。

1. 谐振 DC 环节电路

在逆变器 DC 母线上设置 LC 并联谐振或串联谐振电路，利用谐振使 DC 母线上产生



零电压或零电流期间，在此期间逆变器的开关进行切换，实现零电压或零电流动作。该方式是谐振 DC 环节的基本结构，母线上电流和电压的峰值是电源电流和电源电压的 2 倍以上，要注意器件的耐压和电流容量。

2. 部分谐振 DC 电路

与前面一样，该方式是在 DC 母线上加辅助开关器件和 LC 谐振电路。在逆变器开关模式切换之前启动该谐振电路，当谐振过程使 DC 母线电压或电流为零时才开始软开关切换，辅助器件的动作也是以软开关进行的。谐振动作仅在逆变器开关模式要切换时发生。图 13.18 所示是部分谐振电压型 DC 环节逆变器的实例，辅助开关器件仅用两个。图 13.19所示是部分电流谐振 DC 环节逆变器的实例。

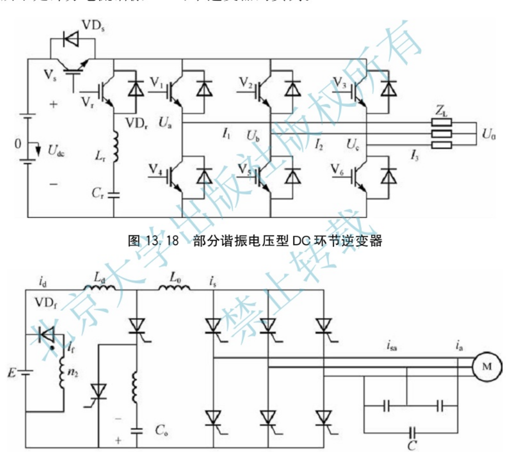


图 13.18　部分谐振电压型 DC 环节逆变器

图 13.19　部分谐振电流型 DC 环节逆变器

限于篇幅，本节仅仅介绍了部分典型软开关应用电路，在实际中，软开关技术的应用越来越广泛地深入到各种电力电子电路中。

阅读材料：

软开关技术发展现状

自 20 世纪 70 年代以来，国内外电力电子和电源技术领域不断研制开发高频软开关技术，到目前为止，已提出了多种不同的软开关拓扑结构，实际应用也取得了大量成功。

软开关技术先后经历了串联或并联谐振技术（20 世纪 70 年代）、准谐振或多谐振技术（20 世纪 80 年代中期）、ZCS-PWM 或 ZVS-PWM 技术（20 世纪 80 年代末期）、移相全桥

ZVS-PWM 技术（20 世纪 80 年代末期）、ZCT-PWM 或 ZVT-PWM 技术（20 世纪 90 年代初期）、全桥移相 ZVZCS-PWM 技术（20 世纪 90 年代中期）等发展阶段。

目前，软开关技术的进展主要在小功率开关电源领域最为迅猛，包括 DC-DC、DC-AC、AC-DC 等变换器领域。对于中大功率电源，尤其在焊接电源领域，近年逐步克服了因工作环境恶劣，器件容量及可靠性等方面的原因，使软开关技术开始获得大量应用。如双 IGBT 管正激零电压转换-脉宽调制（ZVT-PWM）软开关焊接电源，输出 20 kW，500A，开关频率 40kHz，效率 92%。该电源冲击电流小，动态特性好，负载不影响软开关特性。当开关管电流过零时，使开关管关断；开关管电压过零时，使开关管导通。从而使开关管关断和导通时损耗为零，实现了开关电源高频化的设计，提高了电源效率。软开关电源的开关器件在开通或关断的过程中，或是加于其上的电压为零，或是通过开关器件的电流为零。这种开关方式为电源小型化、高效率创造了条件。所以，软开关技术也是一门绿色技术。

并且，随着电力电子技术的发展，目前对电力电子装置的要求愈加趋向于小型化，轻量化。不过，随着频率的提高又带来了电磁干扰、开关应力、开关损耗等问题。目前软开关技术领域的热点之一就是针对解决上述问题而开展研究。

到目前为止，软开关变换器基本都应用了谐振原理，在电路中并联或串联谐振网络，很可能产生谐振损耗，并使电路受到固有问题的影响。为此，人们提出了组合软开关功率变换器的理论。组合软开关技术结合了无损耗吸收与谐振式零电压、零电流技术的优点，电路中既可以存在零电压开通，也可以存在零电流关断，同时既可以包含零电流开通，也可以包含零电压关断，这 4 种状态可以任意组合。

小结

首先介绍什么是硬开关和软开关的定义。

软开关技术具体表现为几种软开关变流电路及其控制技术，电路包括基本软开关电路、ZCS 型准谐振变流电路、ZVS 型准谐振变流电路等。控制技术的中心思想是在电路的开关器件工作期间，开关电压和电流不出现重叠，进而不会出现开关损耗。

软开关技术有三大典型应用，分别是 DC-DC 变换、AC-DC 变换和 DC-AC 变换，本章都进行了较为详细的介绍。

习题

1. 在电力电子电路中，开关开通前电压先降为零，或关断前电流先降为零，就可以消除开关过程中电压、电流的重叠，降低它们的变化率，从而大大减小甚至消除损耗和开关噪声，这样的电路称为________电路。

2. 在功率器件开通时电压先降到零，称为________，此时开通损耗为________；关断时，电流先降到零，称为________，此时开关损耗为________。

3. 使用________开关能比较容易得到 ZCS 和 ZVS，从而减小开关损耗，与传统 PWM 比较，开关频率也可提高 10 倍以上。

4. ZCS 型准谐振变流器是利用________实现 ZCS 导通，谐振时电感放电，再利用________进行关断。

5. 下列（　　）不属于软开关电路结构。

A. 串联电感　　B. 反并联二极管　　C. 并联电容　　D. 并联二极管

6. ZVS 型准谐振变流器是利用（　　）使功率器件以 ZVS 形式关断。

A. 并联电容　　B. 串联二极管　　C. 并联二极管　　D. 串联电容和二极管

7. 什么是软开关技术？其核心是什么？常采用什么方法？

8. 简述 ZCS 和 ZVS 准谐振变流器的原理。



参 考 文 献

[1] 邵世凡．电机与拖动［M］．杭州：浙江大学出版社，2008.

[2] 赵郡有，张爱军，王东瑞．电机与拖动基础［M］．北京：中国水利水电出版社，2011.

[3] 魏立明．电机与拖动基础［M］．北京：中国电力出版社，2012.

[4] 戴文进，肖倩华．电机与电力拖动基础［M］．北京：清华大学出版社，2012.

[5] 孙冠群，于少娟．控制电机与特种电机及其控制系统［M］．北京：北京大学出版社，2011.

[6] 张承慧，崔纳新，李珂．交流电机变频调速及其应用［M］．北京：机械工业出版社，2008.

[7] 吴红星．电动机驱动与控制专用集成电路应用手册［M］．北京：中国电力出版社，2009.

[8] 孙冠群，蔡慧，李璟．控制电机与特种电机［M］．北京：清华大学出版社，2013.

[9] 张润和．电力电子技术及应用［M］．北京：北京大学出版社，2008.

[10] 王兆安，刘进军．电力电子技术［M］．5 版．北京：机械工业出版社，2010.

[11] 程汉湘，武小梅．电力电子技术［M］．北京：科学出版社，2010.

[12] 浣喜明，姚为正．电力电子技术［M］．北京：高等教育出版社，2011.

[13] 康劲松，陶生桂．电力电子技术［M］．北京：中国铁道出版社，2010.

[14] 刘志刚，叶斌，梁晖．电力电子学［M］．北京：清华大学出版社，北京交通大学出版社，2004.

[15] 孙冠群，张黎锁．基于调速器的给水泵用超大型异步电动机试验分析［J］．大电机技术，2014（5）：14－17.

[16] 苏贤峰，李贤明，田婷．电厂中继泵大型异步电动机变频调速研究［J］．大电机技术，2006（5）：28－31.